

DISEÑO Y PRUEBA DE INVERSORES MONOFÁSICOS
INDEPENDIENTES, CON CAPACIDAD DE CONEXIÓN EN PARALELO,
PARA ALIMENTAR CARGAS LINEALES Y NO LINEALES.

OSCAR MAURICIO HERNÁNDEZ GÓMEZ
CAMILO ANDRÉS SANABRIA TOTATIVE

PONTIFICIA UNIVERSIDAD JAVERIANA
FACULTAD DE INGENIERÍA
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
SANTAFÉ DE BOGOTÁ D.C

2013

DISEÑO Y PRUEBA DE INVERSORES MONOFÁSICOS
INDEPENDIENTES, CON CAPACIDAD DE CONEXIÓN EN PARALELO,
PARA ALIMENTAR CARGAS LINEALES Y NO LINEALES.

OSCAR MAURICIO HERNÁNDEZ GÓMEZ

CAMILO ANDRÉS SANABRIA TOTAITIVE

Proyecto de trabajo de grado para optar al título de Magister en Ingeniería Electrónica.

Director: Ing. Abdel Karim Hay Harb M Sc.

PONTIFICIA UNIVERSIDAD JAVERIANA
FACULTAD DE INGENIERÍA
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
SANTAFÉ DE BOGOTÁ D.C

2013

Contenido

| | |
|---|----|
| INTRODUCCION _____ | 13 |
| 1 ESPECIFICACIONES _____ | 15 |
| 2 MARCO REFERENCIAL _____ | 16 |
| 3 DESCRIPCIÓN GENERAL Y DIAGRAMA DE BLOQUES _____ | 21 |
| 3.1 EQUIVALENTE DE CONEXIÓN PARA N GENERADORES. _____ | 22 |
| 3.1.1 Potencia entregada a la carga para N generadores conectados en paralelo _____ | 23 |
| 3.1.2 Impedancia Thevenin de N-1 generadores _____ | 25 |
| 3.2 ANALISIS DE POTENCIA ACTIVA Y REACTIVA _____ | 27 |
| 3.2.1 Flujo de potencia en un generador _____ | 27 |
| 4 SIMULACIÓN DE GENERADORES CONECTADOS EN PARALELO SIN CONTROL _____ | 29 |
| 4.1 GENERADORES CON CARACTERÍSTICAS NOMINALES _____ | 30 |
| 4.2 GENERADORES CON DELTA DE VARIACIÓN DE AMPLITUDES _____ | 31 |
| 4.3 GENERADORES CON DELTA DE VARIACIÓN EN FRECUENCIA _____ | 32 |
| 4.4 GENERADORES CON DELTA DE VARIACIÓN DE FASE _____ | 32 |
| 4.5 ANÁLISIS GRÁFICO DE LA CONEXIÓN DE LOS GENERADORES ANTE VARIACIÓN DE PARÁMETROS. _____ | 33 |
| 5 REALIMENTACIÓN PROPUESTA PARA CADA GENERADOR _____ | 36 |
| 5.1 CONFIGURACIONES PARA LA REALIMENTACIÓN DE UN GENERADOR _____ | 36 |
| 5.1.1 Realimentación de voltaje (Caso 1) _____ | 36 |
| 5.1.2 Realimentación de corriente en lazo interno y de voltaje en lazo externo (Caso 2) _____ | 37 |
| 5.1.3 Realimentación de corriente en lazo externo y voltaje en lazo interno (Caso 3). _____ | 39 |
| 5.1.4 Realimentación con dos lazos de corriente y uno de voltaje (Caso 4) _____ | 40 |
| 5.2 COMPARATIVO ENTRE LAS DIFERENTES REALIMENTACIONES _____ | 42 |
| 5.2.1 Efecto de las variaciones de señal sobre el voltaje de un generador _____ | 43 |
| 6 DISEÑO DE FILTROS PARA LOS GENERADORES SEGÚN POTENCIA EN LA CARGA _____ | 45 |
| 7 SIMULACIÓN DE LOS GENERADORES CON LAS REALIMENTACIONES PLANTEADAS _____ | 47 |
| 7.1 SIMULACIÓN DE REALIMENTACIÓN DE VOLTAJE _____ | 47 |
| 7.2 SIMULACIÓN CORRIENTE EN LAZO INTERNO Y VOLTAJE EN LAZO EXTERNO _____ | 48 |

| | | |
|--------|---|-----|
| 7.3 | SIMULACIÓN CORRIENTE EN LAZO EXTERNO Y VOLTAJE EN LAZO INTERNO _____ | 51 |
| 7.4 | SIMULACIÓN CON DOS LAZOS DE CORRIENTE Y UNO DE VOLTAJE _____ | 53 |
| 7.5 | COMPARACIÓN DE LAS SIMULACIONES DE LOS CUATRO CASOS DE REALIMENTACIÓN _____ | 54 |
| 7.5.1 | Comparación de las potencias activas. _____ | 55 |
| 7.5.2 | Comparación de las potencias reactivas _____ | 56 |
| 7.5.3 | Comparación de las corrientes pico _____ | 57 |
| 7.5.4 | Comparación de las distorsiones. _____ | 58 |
| 8 | CIRCUITOS PARA EL HARDWARE DE LOS INVERSORES _____ | 60 |
| 8.1 | PUENTE H _____ | 60 |
| 8.2 | FILTRO DE SALIDA _____ | 61 |
| 8.3 | RELÉ _____ | 61 |
| 8.4 | SENSADO _____ | 61 |
| 8.5 | PROCESADOR DIGITAL DE SEÑAL DSP _____ | 63 |
| 8.6 | FUENTES DE ALIMENTACIÓN _____ | 64 |
| 9 | MODELADO DEL INVERSOR _____ | 65 |
| 9.1 | ANÁLISIS CON LA MODULACIÓN EMPLEADA. _____ | 65 |
| 9.2 | MODELO DE SEÑAL PEQUEÑA _____ | 68 |
| 9.3 | FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL INVERSOR EN LAZO CERRADO _____ | 69 |
| 10 | DISEÑO DEL CONTROLADOR _____ | 76 |
| 10.1 | CONTROLADOR DE VOLTAJE _____ | 77 |
| 10.2 | GANANCIA DEL LAZO DE CORRIENTE _____ | 81 |
| 10.3 | IMPEDANCIA DE SALIDA _____ | 82 |
| 11 | GENERACIÓN DEL VOLTAJE DE REFERENCIA _____ | 85 |
| 12 | SIMULACION DE MODELOS _____ | 87 |
| 12.1 | CONEXIÓN DE TRES INVERSORES EN PARALELO _____ | 90 |
| 13 | IMPLEMENTACION DE UN INVERSOR _____ | 94 |
| 13.1 | IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR _____ | 94 |
| 13.2 | IMPLEMENTACIÓN DEL PLL _____ | 96 |
| 13.2.1 | Control PI para el PLL _____ | 98 |
| 13.3 | IMPLEMENTACION DE LA MEDICION DE POTENCIA _____ | 99 |
| 14 | PRUEBAS DE LABORATORIO _____ | 103 |
| 14.1 | INVERSORES INDEPENDIENTES _____ | 103 |

| | | |
|--------|------------------------|-----|
| 14.1.1 | Inversor de 40W | 103 |
| 14.1.2 | Inversor de 20W | 104 |
| 14.1.3 | Inversor de 10W | 105 |
| 14.2 | INVERSORES EN PARALELO | 105 |
| 15 | CONCLUSIONES | 111 |
| 16 | TRABAJOS FUTUROS | 111 |
| 17 | BIBLIOGRAFÍA | 112 |

Lista de figuras

| | |
|--|----|
| Figura 1 Esquema de dos generadores conectados en paralelo..... | 21 |
| Figura 2 Circuito equivalente para dos inversores conectados en paralelo..... | 22 |
| Figura 3 Equivalente de N generadores conectados en paralelo. | 23 |
| Figura 4 Equivalente de dos generadores en paralelo. | 27 |
| Figura 5 Esquemático en simulink de la conexión de tres generadores en paralelo. | 29 |
| Figura 6 Relación de cambio en la potencia activa de los generadores ante variación de parámetros. | 34 |
| Figura 7 Relación de cambio en la potencia reactiva de los generadores ante variación de parámetros..... | 34 |
| Figura 8 Relación de cambio en las corrientes de los generadores ante variación de parámetros. ... | 35 |
| Figura 9 Diagrama de bloques para el generador con realimentación de voltaje..... | 36 |
| Figura 10 Diagrama de bloques del generador con realimentación de voltaje en lazo externo y de corriente en lazo interno..... | 38 |
| Figura 11 Diagrama de bloques de la realimentación del generador con lazo de corriente externo y de voltaje interno..... | 40 |
| Figura 12 Diagrama de bloques de la realimentación del generador con dos lazos de corriente..... | 41 |
| Figura 13 Esquema de filtros de salida para tres generadores en paralelo..... | 45 |
| Figura 14 Diagrama de bloques para tres generadores conectados en paralelo. | 47 |
| Figura 15 Esquemático para la simulación del generador con realimentación de voltaje..... | 48 |
| Figura 16 Gráfico del voltaje y la corriente en los generadores con realimentación de voltaje e impedancias proporcionales. | 49 |
| Figura 17 Esquemático para la simulación del generador con realimentación de corriente en lazo interno y voltaje en lazo externo | 50 |
| Figura 18 Gráfico del voltaje y la corriente en los generadores con realimentación de voltaje externo y corriente interno e impedancias proporcionales | 51 |
| Figura 19 Esquemático para la simulación del generador con realimentación de corriente en lazo externo y voltaje en lazo interno. | 51 |
| Figura 20 Gráfico del voltaje y la corriente en los generadores con realimentación de voltaje interno y corriente externo e impedancias proporcionales | 52 |
| Figura 21 Esquemático para la simulación del generador con tres lazos de realimentación..... | 53 |
| Figura 22 Gráfico del voltaje y la corriente en los generadores con tres lazos de realimentación... | 54 |
| Figura 23 Potencia activa en carga y en los generadores con realimentación y variación de parámetros..... | 55 |
| Figura 24 Potencia reactiva en carga y en los generadores con realimentación y variación de parámetros..... | 56 |
| Figura 25 Corriente pico en carga y en los generadores con realimentación y variación de parámetros | 57 |
| Figura 26 Distorsión armónica total de voltaje en la carga. | 58 |
| Figura 27 Hardware para un inversor monofásico a implementar. | 60 |
| Figura 28 Esquemático para la implementación del puente H DRV8432..... | 61 |
| Figura 29 Filtro de salida y sensor de corriente. | 62 |
| Figura 30 Característica de transferencia para el acondicionamiento del sensor de corriente. | 62 |

| | |
|---|-----|
| Figura 31 Circuito para acondicionamiento del sensor de corriente. | 62 |
| Figura 32 Circuito para sensar el voltaje de salida del inversor. | 63 |
| Figura 33 Característica de transferencia para el acondicionamiento del sensor de voltaje. | 63 |
| Figura 34 Reguladores para la alimentación del hardware. | 64 |
| Figura 35 Puente H para la obtención del modelo del inversor. | 65 |
| Figura 36 Puente H con interruptores ideales. | 65 |
| Figura 37 Circuito equivalente del modelo promedio del inversor con modulación unipolar. | 68 |
| Figura 38 Circuito equivalente de pequeña señal para el inversor con modulación unipolar. | 69 |
| Figura 39 Diagrama de bloques de las ecuaciones de un inversor en lazo abierto. | 70 |
| Figura 40 Diagrama de bloques del inversor realimentado. | 70 |
| Figura 41 Diagrama de bloques simplificado de un inversor realimentado. | 71 |
| Figura 42 Diagrama de flujo de señales para el inversor realimentado. | 73 |
| Figura 43 Diagrama de bloques del inversor con perturbaciones iguales a cero. | 76 |
| Figura 44 Diagrama de bloques para el diseño del controlador de voltaje. | 76 |
| Figura 45 Diagrama de bode para diferentes factores de calidad del inversor Q | 77 |
| Figura 46 Margen de fase y de ganancia de la función T sin compensar. | 78 |
| Figura 47 Margen de fase y de ganancia para la función T con el compensador diseñado. | 80 |
| Figura 48 Diagrama de bode de la función $T/(1+T)$ con G_{cv} | 80 |
| Figura 49 Diagrama de bode de la función $T/(1+T)$ ante cambios en la resistencia de carga. | 81 |
| Figura 50 Diagrama de Bode de salida a referencia con realimentación de voltaje y corriente. | 82 |
| Figura 51 Diagrama de bode de comparación entre $G_{cie}=0$ y $G_{cie}=0.005$ | 82 |
| Figura 52 Impedancia de salida de los inversores en lazo abierto. | 83 |
| Figura 53 Impedancia de salida con realimentación y resistencia de carga 200K. | 83 |
| Figura 54 Impedancia de salida en lazo abierto con carga nominal por inversor. | 84 |
| Figura 55 Impedancia de salida de los inversores con lazo cerrado y carga nominal. | 84 |
| Figura 56 Gráfico de la técnica de <i>Droop</i> clásica | 85 |
| Figura 57 Bloques en simulink para la comparación de los modelos de gran señal y conmutado. | 87 |
| Figura 58 Esquemático en bloques de simulink para el modelo de gran señal realimentado. | 88 |
| Figura 59 Esquemático en bloques de simulink para el inversor conmutado. | 88 |
| Figura 60 Voltaje en la carga de los modelos conmutado y de gran señal. | 89 |
| Figura 61 Corriente de carga en los modelos conmutado y de gran señal. | 89 |
| Figura 62 Bloques en Simulink para simulación de tres inversores en paralelo. | 91 |
| Figura 63 Voltaje en la carga y en tres inversores conectados en paralelo. | 91 |
| Figura 64 Corriente en la carga y en los tres inversores conectados en paralelo. | 92 |
| Figura 65 Inversor de 40W implementado. | 94 |
| Figura 66 Diagrama de bloques de un PLL monofásico basado en SRF. | 97 |
| Figura 67 Diagrama de bloques para la implementación del PLL del proyecto. | 98 |
| Figura 68 Diagrama de bloques para el diseño del PID del PLL. | 98 |
| Figura 69 Diagrama de bloques del PLL Implementado digitalmente. | 99 |
| Figura 70 Diagrama de bloques de la medición de P y Q implementada digitalmente. | 102 |
| Figura 71 Oscilograma para el inversor de 40W a plena carga (Potencia izquierda. V , I , f derecha) | 103 |
| | 103 |
| Figura 72 Contenido armónico y distorsión de voltaje para el inversor de 40W a plena carga. | 104 |

| | |
|---|-----|
| Figura 73 Oscilograma para el inversor de 20W a plena carga (Potencia izquierda. V, I, f derecha) | 104 |
| Figura 74 Contenido armónico y distorsión de voltaje para el inversor de 20W a plena carga. | 104 |
| Figura 75 Oscilograma para el inversor de 10W a plena carga (Potencia izquierda. V, I, f derecha) | 105 |
| Figura 76 Contenido armónico y distorsión de voltaje para el inversor de 10W a plena carga. | 105 |
| Figura 77 Esquema para la conexión experimental de tres inversores en paralelo. | 106 |
| Figura 78 Oscilograma de las señales en dos inversores antes de estar en fase. | 106 |
| Figura 79 Oscilograma de las señales en dos inversores en fase. | 107 |
| Figura 80 Oscilograma de la conexión en paralelo de los inversores de 40W y 20W carga R. | 107 |
| Figura 81 Oscilograma de la conexión en paralelo de tres inversores. | 108 |
| Figura 82 Oscilograma del instante de conexión del inversor de 10W en paralelo con el de 40W. | 109 |
| Figura 83 Oscilograma del instante de conexión del inversor de 20W en paralelo con los de 40W y 10W. | 109 |
| Figura 84 Oscilograma de la conexión de tres inversores con carga lineal. | 110 |

Lista de tablas

| | |
|---|-----|
| Tabla 1 Características de la carga para simulación con voltajes iguales. | 30 |
| Tabla 2 Potencias y corriente entregadas a la carga por cada generador con voltajes iguales. | 30 |
| Tabla 3 Características en la carga para simulación con generadores de voltajes diferentes. | 31 |
| Tabla 4 Potencias y corrientes entregadas por los generadores con voltajes diferentes. | 31 |
| Tabla 5 Características en la carga para la simulación de frecuencias diferentes. | 32 |
| Tabla 6 Potencias entregadas por los generadores con frecuencias diferentes. | 32 |
| Tabla 7 Característica en la carga para simulación con diferente fase. | 33 |
| Tabla 8 Potencias entregadas por los generadores con fase diferente. | 33 |
| Tabla 9 Impedancia de salida y característica V_o/V_p para las realimentaciones propuestas. | 42 |
| Tabla 10 Voltaje de salida de las diferentes realimentaciones propuestas. | 42 |
| Tabla 11 Funciones de variación en las señales de control. | 43 |
| Tabla 12 Reducción de las variaciones de la salida. | 44 |
| Tabla 13 Potencia ideal que debe entregar cada generador. | 45 |
| Tabla 14 Inductancias y capacitancias para el filtro de los generadores. | 46 |
| Tabla 15 Distribución de potencias en los tres generadores con realimentación de voltaje e impedancias proporcionales. | 49 |
| Tabla 16 Distribución de potencias en los tres generadores con realimentación de voltaje externa y corriente interna con impedancias proporcionales. | 50 |
| Tabla 17 Distribución de potencias en los tres generadores con realimentación de voltaje interna y corriente externa con impedancias proporcionales. | 52 |
| Tabla 18 Distribución de potencias en los tres generadores con tres lazos de realimentación. | 54 |
| Tabla 19 Porcentajes de variación de la potencia activa, reactiva y de corriente pico en los generadores ante variación de impedancias y ganancias. | 59 |
| Tabla 20 Estados de conmutación para el puente inversor ideal. | 66 |
| Tabla 21 Especificaciones del inversor de 40W para diseñar el controlador. | 77 |
| Tabla 22 Especificaciones para la realimentación de corriente. | 81 |
| Tabla 23 Variables de comparación entre los modelos conmutado y de gran señal. | 90 |
| Tabla 24 Distribución de potencia activa y reactiva de tres inversores conectados en paralelo. | 93 |
| Tabla 25 Valores reales en la implementación de laboratorio. | 103 |

Lista de anexos

| | |
|---|----|
| Anexo 1 Simulación: generadores2_110124..... | CD |
| Anexo 2 Simulación: generadores_paralelos_3_p_120412..... | CD |
| Anexo 3 Esquemático de los inversores diseñados | CD |
| Anexo 4 Simulación: comparacion_conmutado_gran_senal_discreto_130103..... | CD |
| Anexo 5 Simulación: conexion_tres_inversores_arranque_0_130301..... | CD |
| Anexo 6 Código Fuente para el control de los inversores..... | CD |

INTRODUCCION

Un sistema de distribución de potencia eléctrica debe ser fácilmente expandible para cumplir con las necesidades de una demanda creciente, tolerante a fallas y redundante. Una de las formas de cumplir con estos requerimientos es conectando inversores en paralelo bajo un esquema de control que permita la operación de cada uno independientemente, logrando así un sistema modular que puede crecer con la demanda.

El problema de realizar la conexión de los inversores en paralelo radica en que tienen que estar con la fase y tensión adecuadas, pues de lo contrario se puede producir un corto circuito en el bus AC. Por esta razón es de interés el estudio de métodos y técnicas para la expansión de sistemas de potencia que tengan auto-control para manipular dichas variables y permitir la conexión de varios sistemas individuales.

Existen diversas técnicas para cumplir con el objetivo de la conexión en paralelo, pero este proyecto tiene interés particular en las basadas en “*droop*” ya que permiten la conexión de varios sistemas en paralelo sin necesidad de tener comunicación ni compartir información entre ellos.

Para el desarrollo de este proyecto se plantea un inversor como el equivalente de un generador en serie con su impedancia (Equivalente de Thevenin). Con el fin de analizar y verificar la hipótesis de que los inversores conectados en paralelo comparten potencia a la carga de manera proporcional a sus impedancias, se obtiene el modelo equivalente para la conexión de N generadores en paralelo, teniendo en cuenta su circuito equivalente y definiendo el valor de sus impedancias en función de la potencia que deben compartir para entregar a la carga.

Una vez analizado el sistema, se realiza la simulación de la conexión en paralelo de tres generadores sin lazos de realimentación ó control con el fin de verificar su comportamiento ideal y ante variación de parámetros tales como impedancia, frecuencia y tensión. Luego se plantean cuatro sistemas de realimentación de los generadores con el fin de compararlos y seleccionar el mejor ante variaciones.

Posteriormente se define el hardware referente a sensores de voltaje, corriente y acondicionamiento para obtener el modelo conmutado y de gran señal de un inversor tipo puente con modulación unipolar y control, se obtienen las funciones de transferencia de salida a ciclo útil, de salida a entrada y la impedancia del sistema en lazo cerrado, esto con el fin de demostrar que se mantiene la proporcionalidad de las impedancias en los inversores.

Para verificar el funcionamiento del modelo de gran señal se realiza la comparación de la simulación entre este y el circuito conmutado de un inversor monofásico. Una vez verificada la correcta obtención del modelo de gran señal se diseña un control PID para la tensión de salida del inversor mostrando los diagramas de bode de las funciones de transferencia y de la impedancia de salida tanto en lazo cerrado como en lazo abierto.

Luego de diseñado el control se indica la implementación de tres inversores de 40W, 20W y 10W con capacidad de conexión en paralelo sin comunicación entre ellos, haciendo uso del circuito integrado DRV8432 y el DSP TMS28F335 como los elementos mas importantes del hardware. El software para el control de los inversores se desarrolla en lenguaje C con la plataforma Code Composer Studio V4.

Por último se realizan las respectivas pruebas de laboratorio para comparar los análisis teóricos y de simulación con el funcionamiento real de los tres inversores trabajando de manera independiente y con conexión en paralelo, determinando la distorsión armónica de voltaje, potencia activa y reactiva en cada inversor y en la carga. Se presenta el análisis del funcionamiento práctico.

1 **ESPECIFICACIONES**

El proyecto propuesto implica el diseño de un sistema de tres inversores monofásicos tipo puente con potencias de 40W, 20W y 10W respectivamente, con capacidad de conexión en paralelo para alimentar una carga de 60W. Cada inversor tiene control independiente que le permite entregar corriente de manera proporcional a su potencia, es decir si se conectan dos inversores, uno de 70W y el otro de 30W, el primero debe entregar el 70% de la corriente y el otro el 30%. Adicionalmente la distorsión armónica en el voltaje es menor que 5% con un factor de cresta en corriente de 2.3 ó menor. En cada inversor se sensa la corriente y el voltaje para calcular la potencia activa y reactiva del sistema, con el fin de que el control afecte el voltaje del inversor para mantener la salida deseada. Cada inversor se alimenta a 24VDC para obtener 12 Vrms a la salida. Los inversores son capaces de alimentar cargas tanto lineales como no lineales.

2 MARCO REFERENCIAL

Al realizar la conexión de inversores en paralelo se debe tener en cuenta la fase y tensión adecuadas en cada inversor, pues se puede producir un corto circuito en el bus AC en el caso en que no sean apropiadas, por ejemplo con una variación de fase muy grande. Para resolver este problema se han desarrollado diversos esquemas¹ tales como el control en modo Maestro Esclavo² en el que uno de los inversores actúa como maestro controlando el voltaje de salida y entregando la corriente de referencia para los demás inversores que actúan como esclavos y controlan la forma de onda de la corriente de salida. El principal inconveniente que tiene esta técnica es la necesidad de interconexión de información entre los diferentes inversores, lo cual hace que el sistema no sea realmente redundante y dificulta la conexión distante.

Otros métodos propuestos son basados en la caída de tensión o frecuencia conocidos como "Droop methods"³, que tienen en cuenta las variaciones de salida producidas por la corriente con respecto a la amplitud y la fase, para hacer ajustes, con el fin de compensar los desbalances de la potencia activa y reactiva. Su principio de funcionamiento consiste en programar una impedancia de salida para mantener la corriente proporcionalmente compartida entre los inversores conectados, esto se hace para cada inversor independientemente, garantizando de esta forma modularidad, redundancia y conexión distante. También se plantean diseños que combinan una estructura de control específico con un esquema de corriente programado⁴.

¹ LUO, S., Z. YE, et al. (1999). A classification and evaluation of paralleling methods for power supply modules, 30th anual IEEE Power Electronics Specialist Conference.

² HOLTZ, J. and K. H. WERNER (1990). "Multi-Inverter UPS System with Redundant Load sharing control." **37**(6).
, CHEN, J. F. and C. L. CHU (1995). "Combination voltage-controlled and current-controlled PWM inverters for UPS parallel operation." **10**(5).
, PEI, Y., G. JIANG, et al. (2004). "Auto-Master-Slave Control Technique of Parallel Inverters in Distributed AC Power Systems and UPS." **3**.
, CHUNJIANG, Z., C. GUITAO, et al. (2006). "An Alternating-master-slave Parallel Control Research for Single Phase Paralleled Inverters Based on CAN Bus." **1**.

³ Tuladhar, A., H. Jin, et al. (1997). Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections. Twelfth Annual applied power electronics conference and exposition, Atlanta GA.
, Bravandere, K. D., B. Bolsens, et al. (2007). "A voltage and frequency droop control for parallel inverters." **22**(4).
, Salamah, A. M., S. J. Finney, et al. (2008). "Autonomous controller for improved dynamic performance of AC grid, parallel-connected, single-phase inverters." Generation, Transmission & Distribution, IET **2**(2): 209-218.
, Golestan, S., M. Joorabian, et al. (2009). Droop Based Control of Parallel-Connected single phase inverters in D Q rotating frame., IEEE International conference on Industrial technology.
, Yao, W., M. Chen, et al. (2010). "Design and Analysis of the Droop Control Method for Parallel Inverters Considering the Impact of the complex Impedance on the Power Sharing." IEEE transaction on Industrial electronics **PP**(99).

⁴ THUNES, J., R. KERKMAN, et al. (1999). "Current Regulator Instabilities on Parallel Voltage-Source Inverters." IEEE transaction on Industry applications **35**(1).

De no haber control en los inversores conectados en paralelo, y con ausencia de carga, se pueden producir grandes corrientes circulantes entre estos, lo cual puede ser resuelto con la introducción de una caída artificial en el voltaje y la frecuencia, usualmente introducida por un controlador paralelo convencional según la ecuación (1)⁵.

$$\begin{aligned}\omega &= \omega_0 - mP \\ E &= E_0 - nQ\end{aligned}\tag{1}$$

Siendo ω_0 y E_0 la frecuencia angular del voltaje de salida y su amplitud sin carga, m y n corresponden a los coeficientes de “droop” para frecuencia y amplitud respectivamente.

Para asegurar la adecuada distribución de carga de acuerdo con el número de inversores, los coeficientes de “droop” son determinados según (2)⁶:

$$\begin{aligned}m_1 S_1 &= m_2 S_2 = \dots m_n S_n \\ n_1 S_1 &= n_2 S_2 = \dots n_n S_n\end{aligned}\tag{2}$$

Donde S_i es la potencia aparente nominal de cada inversor conectado.

Dentro de los trabajos publicados relacionados con “Droop control” y conexión de inversores en paralelo, están Salamah, Finney y Williams⁷ quienes presentan una técnica de control con base en la variación del ángulo de potencia para la conexión de inversores en paralelo con la red AC de distribución de energía. La técnica usa los componentes de la potencia activa y reactiva como entrada a un controlador del transitorio del ángulo de potencia. El controlador propuesto mejora la respuesta dinámica del sistema; para cambios grandes en la carga el sistema es estable y mantiene el objetivo de estado estacionario con un buen desempeño en el transitorio.

Tuladhar et al⁸ usan una técnica de variación de frecuencia, voltaje fundamental y voltajes armónicos que permite a inversores independientes compartir la carga en proporción a sus

⁵ , ITKONEN, T., J. LUUKKO, et al. (2009). Analysis of Current Characteristics of Parallel Three-Phase Voltage Source Inverters. 13th European conference on power electronics and applications Barcelona.

⁶ , LAZZARIN, T. B., G. A. T. BAUER, et al. (2009). A control strategy by instantaneous average values for parallel operation of single phase voltage source inverters based in the inductor current feedback. IEEE Energy conversion Congress and exposition.

⁵ Tuladhar, A., H. Jin, et al. (1997). Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections. Twelfth Annual applied power electronics conference and exposition, Atlanta GA.

⁶ Ibid.

⁷ Salamah, A. M., S. J. Finney, et al. (2008). "Autonomous controller for improved dynamic performance of AC grid, parallel-connected, single-phase inverters." Generation, Transmission & Distribution, IET **2**(2): 209-218.

⁸ Tuladhar, A., H. Jin, et al. (1997). Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections. Twelfth Annual applied power electronics conference and exposition, Atlanta GA.

capacidades. Proponen un esquema de control usando potencia real, VA reactivos y distorsión en VA como variables de control para permitir la operación independiente de los módulos. Cada módulo tiene su propio control y la interconexión entre ellos es únicamente con el bus AC.

Yao et al⁹ presentan resultados acerca de las características de intercambio de potencia activa y reactiva en sistemas de inversores en paralelo bajo diferentes condiciones de impedancia del sistema, el controlador que proponen tiene en cuenta el impacto de la impedancia compleja en el intercambio de potencia entre los inversores, por lo que incluyen un lazo de impedancia compleja virtual para minimizar los armónicos y la corriente que fluye entre los inversores paralelos. Los autores reportan la evaluación experimental del controlador con dos inversores monofásicos en paralelo.

Golestan et al¹⁰ proponen un método de control de inversores monofásicos en coordenadas rotativas DQ. Para cada circuito inversor se crea otro circuito imaginario ortogonal que entrega la segunda fase requerida para la transformación, luego el controlador se diseña en el marco DQ. Teóricamente plantean una ganancia de lazo infinita en las coordenadas transformadas, lo cual hace que se elimine el error en estado estacionario para la frecuencia del inversor. La impedancia de salida de los inversores se tiene en cuenta para asegurar el desacople entre el control de potencia activa y reactiva.

De Bravandere et al¹¹ plantean un control de frecuencia y de voltaje incluyendo la atenuación de sus armónicos. Cada inversor entrega la corriente que es resultado de la diferencia entre el voltaje AC de referencia de la fuente y el voltaje de conexión de los inversores, dividido en una impedancia virtual compleja. La propuesta presentada no solo controla el voltaje fundamental y la frecuencia, sino también los componentes armónicos del voltaje, lo que lo hace útil para alimentar cargas altamente no lineales.

En la conexión de inversores en paralelo es necesario detectar la tensión y la frecuencia que tiene el bus AC conectado a la carga, para esto se hace uso de un sistema de detección y enganche de fase conocido como PLL (Phase Locked Loop). Diferentes autores tratan el tema de generación del sistema ortogonal para la detección de fase en el PLL así:

Luna et al¹² presentan el diseño de un PLL para sistemas que se conecten con la red eléctrica, proponen una estructura que usa un integrador de orden alto, este método presenta una

⁹ Yao, W., M. Chen, et al. (2010). "Design and Analysis of the Droop Control Method for Parallel Inverters Considering the Impact of the complex Impedance on the Power Sharing." IEEE transaction on Industrial electronics **PP**(99).

¹⁰ Golestan, S., M. Joorabian, et al. (2009). Droop Based Control of Parallel-Connected single phase inverters in D Q rotating frame., IEEE International conference on Industrial technology.

¹¹ Bravandere, K. D., B. Bolsens, et al. (2007). "A voltage and frequency droop control for parallel inverters." **22**(4).

¹² Luna, B. E. O. B., C. B. Jacobina, et al. (2011). A new PLL structure for single-phase grid-connected systems. IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society.

implementación sencilla de manera discreta filtrando los componentes armónicos y eliminando el nivel DC de offset de la tensión muestreada de la red.

Ciobotaru et al¹³ presentan un método basado en una estructura de integrador generalizado de segundo orden (SOGI: Second Order Generalized Integrator) que según los autores tiene como ventajas su fácil implementación, el sistema ortogonal generado es filtrado sin retardo y no es afectado por la variación de frecuencia. Se muestra la implementación discreta del método presentado.

Mingzhi et al¹⁴ presentan la comparación de dos sistemas de generación de PLL para sistemas monofásicos conectados con la red, uno es basado en un marco de referencia sincrónico (SRF: Synchronous Reference Frame) y el otro basado en la teoría pq de potencia reactiva instantánea. Los autores muestran un modelo simplificado de control para el PLL haciendo análisis del sistema basado en SOGI fundamental para los dos PLLs comparados.

Silva et al¹⁵ muestran la comparación de desempeño de varios algoritmos para PLL basados en marco de referencia sincrónico entre los que se encuentran transformada inversa de Park, transformada de Hilbert y retardo de transporte. La comparación incluye el desempeño ante condiciones de red distorsionada.

Para determinar la potencia que entrega cada inversor conectado en paralelo es necesario establecer un algoritmo que calcule la componente activa y la reactiva de dicha potencia. Entre la literatura asociada a éste campo se pueden mencionar los siguientes autores:

Zheng et al¹⁶ presentan la comparación de dos métodos para la medición de potencia activa en inversores conectados en paralelo alimentando cargas no lineales. Uno es el método basado en el filtrado pasabajos del producto entre el voltaje y la corriente y el otro es la integral de dicho producto en periodo del armónico fundamental.

¹³ Ciobotaru, M., R. Teodorescu, et al. (2006). A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator. Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE.

¹⁴ Mingzhi, G., L. Baohong, et al. (2009). Analysis and implementation of a PLL structure for single-phase grid-connected inverter system. Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International.

¹⁵ Silva, S. M., B. M. Lopes, et al. (2004). Performance evaluation of PLL algorithms for single-phase grid-connected systems. Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE.

¹⁶ Zheng, R., G. Mingzhi, et al. (2010). Power calculation method used in wireless parallel inverters under nonlinear load conditions. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE.

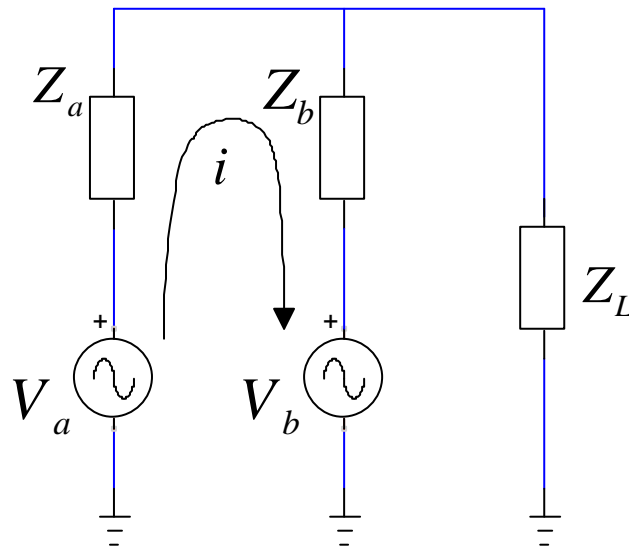
Hongliang et al¹⁷ presentan un método computacional para el cálculo de potencia que solo necesita un ciclo muestreado de la señal para obtener el resultado permitiendo menor tiempo de cálculo ante variaciones de carga y ocupando menos espacio de memoria en un DSP usado para dicho cálculo.

¹⁷ Hongliang, W., Y. Xiumei, et al. (2009). A new method of power calculation based on parallel inverters. Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International.

3 DESCRIPCIÓN GENERAL Y DIAGRAMA DE BLOQUES

Cualquier sistema de alimentación puede ser representado como su respectiva fuente DC o AC en serie con su impedancia de salida, es decir se puede manejar este sistema como un “*generador*”. Como primera medida se plantea el análisis del comportamiento de dos de dichos generadores conectados en paralelo para entregar potencia compartida a la carga. En la Figura 1 se presenta el esquema del generador *a* representado por su fuente V_a y su impedancia Z_a conectado en paralelo con el generador *b* (V_b en serie con Z_b) alimentando una carga (Z_L).

Figura 1 Esquema de dos generadores conectados en paralelo.



Sin importar la carga que se tenga, incluyendo $Z_L \rightarrow \infty$, no deben haber corrientes circulantes en el circuito, por lo tanto $i=0$.

A partir del circuito de la Figura 1 se puede tener el equivalente de Thevenin mostrado en la Figura 2, donde se observa que los dos generadores conectados en paralelo se pueden comportar como una fuente en serie con su impedancia equivalente.

Del circuito se observa que:

$$i = \frac{V_a - V_b}{Z_a + Z_b} = 0 \quad (3)$$

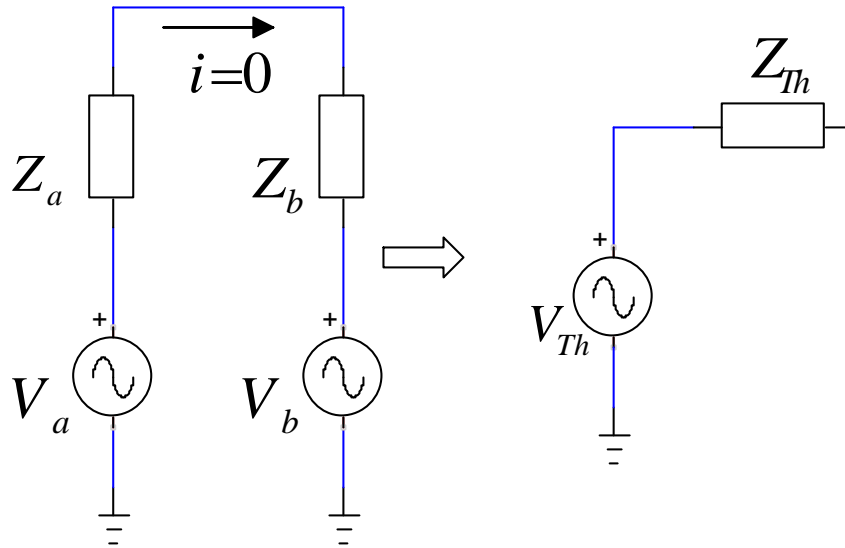
Para la ecuación (3) $Z_a + Z_b \neq \infty$, por lo tanto para que la corriente i sea cero, se tiene que:

$$V_a - V_b = 0$$

Entonces

$$V_a = V_b \quad (4)$$

Figura 2 Circuito equivalente para dos inversores conectados en paralelo.



Obteniendo el equivalente de Thevenin del circuito de la Figura 2:

$$V_{Th} = V_a \frac{Z_b}{Z_a + Z_b} + V_b \frac{Z_a}{Z_a + Z_b}$$

$$V_{Th} = \frac{V_a Z_b + V_b Z_a}{Z_a + Z_b} \quad (5)$$

Reemplazando (4) en (5):

$$V_{Th} = \frac{V_a Z_b + V_a Z_a}{Z_a + Z_b}$$

$$V_{Th} = V_a \frac{Z_a + Z_b}{Z_a + Z_b}$$

Con lo cual:

$$V_{Th} = V_a = V_b \quad (6)$$

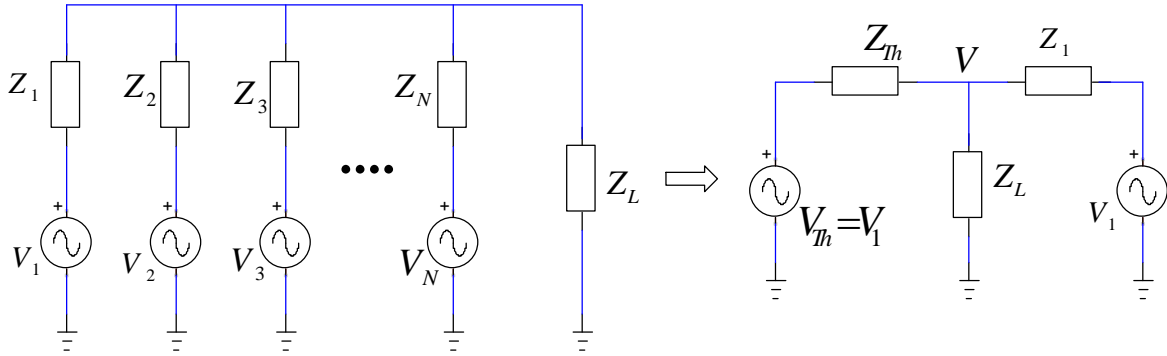
La ecuación (6) muestra que los voltajes V_a y V_b deben ser iguales entre si e iguales al voltaje de Thevenin para que no haya corriente circulante en el circuito.

3.1 EQUIVALENTE DE CONEXIÓN PARA N GENERADORES.

La conexión de N generadores en paralelo se presenta en el esquema de la Figura 3 junto con su circuito equivalente de dos generadores, el cual puede ser deducido obteniendo el equivalente de Thevenin de N-1 generadores conectados en paralelo con el generador restante. Con el resultado obtenido en (6) se puede inferir que para que no haya circulación de corriente en el circuito se necesita que:

$$V_2 = V_3 = \dots = V_i = \dots V_N = V_1 = V_{Th}$$

Figura 3 Equivalente de N generadores conectados en paralelo.



3.1.1 Potencia entregada a la carga para N generadores conectados en paralelo

Se plantea la hipótesis de que los generadores conectados deben entregar potencia a la carga de manera proporcional a la potencia que es capaz de suministrar de manera individual cada generador, por lo tanto se supone que el equivalente de Thevenin de N-1 de los generadores entrega k veces más potencia que el generador 1, lo que implica que debe compartir k veces la carga. A plena carga se tiene:

$$\frac{S_{Th}}{S_1} = k \quad (7)$$

Donde k es un número real positivo y S es la potencia aparente entregada por los generadores.

Del circuito equivalente de la Figura 3 se observa que la potencia compleja en la carga está dada por

$$S_L = S_{Th} + S_1 = VI_{Th}^* + VI_1^* \quad (8)$$

$$S_{Th} = V \left(\frac{V_{Th} - V}{Z_{Th}} \right)^* ; \quad S_1 = V \left(\frac{V_1 - V}{Z_1} \right)^*$$

Remplazando (8) en (7)

$$\frac{V \left(\frac{V_{th} - V}{Z_{th}} \right)^*}{V \left(\frac{V_1 - V}{Z_1} \right)^*} = k \quad (9)$$

Para verificar la división de los conjugados en la ecuación (9), sea:

$$x = |x| \angle \theta_x \quad y = |y| \angle \theta_y$$

$$\begin{aligned}\frac{x}{y} &= \frac{|x|}{|y|} \angle (\theta_x - \theta_y) \\ \left(\frac{x}{y}\right)^* &= \left(\frac{|x|}{|y|} \angle (\theta_x - \theta_y)\right)^* \\ \left(\frac{x}{y}\right)^* &= \frac{|x|}{|y|} \angle -(\theta_x - \theta_y)\end{aligned}\quad (10)$$

Ahora, sí:

$$\begin{aligned}\frac{x^*}{y^*} &= \frac{|x| \angle -\theta_x}{|y| \angle -\theta_y} = \frac{|x|}{|y|} \angle (-\theta_x + \theta_y) \\ \frac{x^*}{y^*} &= \frac{|x|}{|y|} \angle -(\theta_x - \theta_y)\end{aligned}\quad (11)$$

Se puede ver que las ecuaciones (10) y (11) son equivalentes, por lo tanto a partir de estas se puede deducir que:

$$\left(\frac{x}{y}\right)^* = \frac{x^*}{y^*}\quad (12)$$

Aplicando el resultado de la ecuación (12) a la ecuación (9) se tiene:

$$\left(\frac{\frac{V_{th} - V}{Z_{th}}}{\frac{V_1 - V}{Z_1}}\right)^* = k\quad (13)$$

Aplicando el conjugado a la ecuación (13):

$$\frac{\frac{V_{th} - V}{Z_{th}}}{\frac{V_1 - V}{Z_1}} = k^*\quad (14)$$

Puesto que k es un real positivo, se puede decir que $k = k^*$, entonces igualando las ecuaciones (7) y (14):

$$\frac{S_{Th}}{S_1} = k = \frac{\frac{V_{th} - V}{Z_{th}}}{\frac{V_1 - V}{Z_1}} = k^*\quad (15)$$

$$k = \frac{Z_1(V_{Th} - V)}{Z_{Th}(V_1 - V)} \quad (16)$$

De la ecuación (6) se había concluido que los voltajes de Thevenin y del generador conectado en paralelo debían ser iguales, por lo tanto en la ecuación (16) se puede hacer $V_{Th} = V_1$, por lo tanto:

$$k = \frac{Z_1(V_1 - V)}{Z_{Th}(V_1 - V)} = \frac{Z_1}{Z_{Th}}$$

Con lo cual se concluye que la razón entre las impedancias Z_1 y Z_{Th} debe ser igual a k como se muestra en (17).

$$\frac{Z_1}{Z_{Th}} = k \quad (17)$$

A partir de la ecuación (15) se puede verificar que:

$$k = \frac{\frac{V_{th} - V}{Z_{th}}}{\frac{V_1 - V}{Z_1}} = \frac{I_{Th}}{I_1} \quad (18)$$

Con el planteamiento dado en (7) y recopilando los resultados obtenidos en (17) y (18) se concluye:

$$\frac{S_{Th}}{S_1} = \frac{I_{Th}^*}{I_1^*} = \frac{I_{Th}}{I_1} = \frac{Z_1}{Z_{Th}} = k \quad ; \quad V_1 = V_{Th} \quad (19)$$

Si se tienen N generadores se puede afirmar de acuerdo con (19) que:

$$\frac{S_3}{S_1} = \frac{I_3}{I_1} = \frac{Z_1}{Z_3} = k_3 \quad ; \quad \dots \quad \frac{S_i}{S_1} = \frac{I_i}{I_1} = \frac{Z_1}{Z_i} = k_i \quad ; \quad \dots \quad \frac{S_N}{S_1} = \frac{I_N}{I_1} = \frac{Z_1}{Z_N} = k_N \quad (20)$$

$$V_1 = V_2 = V_3 = \dots = V_i = \dots = V_N$$

3.1.2 Impedancia Thevenin de N-1 generadores

A partir del circuito de la Figura 3 se determina la impedancia Thevenin con el fin de tener el equivalente de dos generadores, así:

$$Z_{Th} = \frac{1}{\frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} + \dots + \frac{1}{Z_i} + \dots + \frac{1}{Z_N}}$$

Remplazando las impedancias en función de Z_1 y k de acuerdo con la ecuación (20):

$$Z_{Th} = \frac{1}{\frac{k_2}{Z_1} + \frac{k_3}{Z_1} + \dots + \frac{k_i}{Z_1} + \dots + \frac{k_N}{Z_1}}$$

$$Z_{Th} = \frac{Z_1}{\sum_{i=2}^N k_i} \quad (21)$$

$$\frac{Z_1}{Z_{Th}} = \sum_{i=2}^N k_i \quad (22)$$

Expresando k_i (ecuación (20)) como función de las potencias de los generadores $k_i = S_i/S_1$ y reemplazando en (21):

$$Z_{Th} = \frac{Z_1}{\sum_{i=2}^N \frac{S_i}{S_1}} \quad (23)$$

$$Z_{Th} = \frac{S_1 Z_1}{\sum_{i=2}^N S_i} \quad (24)$$

La potencia que entrega el equivalente de Thevenin es la suma de las potencias de los generadores que lo forman (25):

$$S_{Th} = \sum_{i=2}^N S_i \quad (25)$$

Reemplazando (25) en (24):

$$\begin{aligned} Z_{Th} &= \frac{S_1 Z_1}{S_{Th}} \\ \frac{S_{Th}}{S_1} &= \frac{Z_1}{Z_{Th}} = k \end{aligned} \quad (26)$$

Igualando (22) y (26)

$$\frac{Z_1}{Z_{Th}} = \frac{S_{Th}}{S_1} = k = \sum_{i=2}^N k_i \quad (27)$$

Por lo tanto

$$k = \sum_{i=2}^N k_i \quad (28)$$

De la ecuación (28) se puede concluir que el valor de la constante de proporcionalidad k para las potencias y las impedancias debe ser la sumatoria de las constantes individuales de cada generador que conforma el equivalente de Thevenin.

3.2 ANALISIS DE POTENCIA ACTIVA Y REACTIVA

3.2.1 Flujo de potencia en un generador

Para el esquema de generadores de la Figura 4, la potencia entregada por cada generador a la carga es:

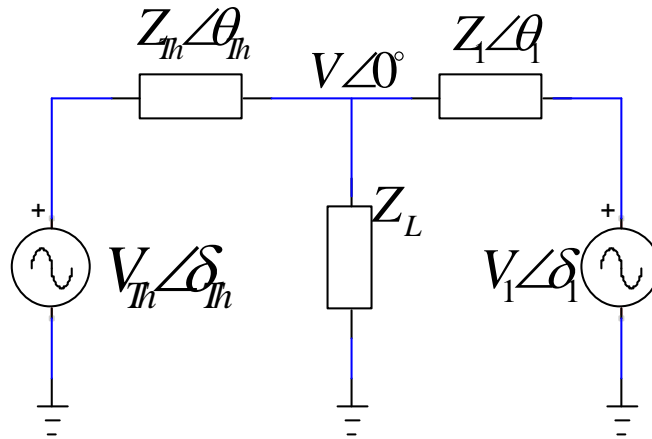
$$S_i = P_i + jQ_i$$

Donde i es igual a I en el caso del generador 1 o Th para el caso del equivalente Thevenin. En términos generales se puede definir la potencia que entrega un generador como:

$$S_i = V_i I_i^*$$

$$S_i = V|0^\circ \left(\frac{V_i |\delta_i - V|0^\circ}{Z_i |\theta_i} \right)^*$$

Figura 4 Equivalente de dos generadores en paralelo.



$$S_i = V|0^\circ \left(\frac{V_i |\delta_i - \theta_i - \frac{V}{Z_i} |-\theta_i}{Z_i} \right)^*$$

$$S_i = V|0^\circ \left(\frac{V_i}{Z_i} \cos(\delta_i - \theta_i) + j \frac{V_i}{Z_i} \text{sen}(\delta_i - \theta_i) - \frac{V}{Z_i} \cos(-\theta_i) - j \frac{V}{Z_i} \text{sen}(-\theta_i) \right)^*$$

$$S_i = \frac{VV_i}{Z_i} \cos(\delta_i - \theta_i) - \frac{V^2}{Z_i} \cos(\theta_i) - j \left(\frac{VV_i}{Z_i} \text{sen}(\delta_i - \theta_i) + \frac{V^2}{Z_i} \text{sen}(\theta_i) \right)$$

$$S_i = \frac{VV_i}{Z_i} \cos(\theta_i - \delta_i) - \frac{V^2}{Z_i} \cos(\theta_i) + j \left(\frac{VV_i}{Z_i} \text{sen}(\theta_i - \delta_i) - \frac{V^2}{Z_i} \text{sen}(\theta_i) \right)$$

Donde

$$P_i = \frac{VV_i}{Z_i} \cos(\theta_i - \delta_i) - \frac{V^2}{Z_i} \cos(\theta_i) \quad (29)$$

$$Q_i = \frac{VV_i}{Z_i} \text{sen}(\theta_i - \delta_i) - \frac{V^2}{Z_i} \text{sen}\theta_i \quad (30)$$

Teniendo en cuenta que

$$\cos(\theta_i - \delta_i) = \cos(\theta_i) \cos(\delta_i) + \sin(\theta_i) \sin(\delta_i)$$

$$\sin(\theta_i - \delta_i) = \sin(\theta_i) \cos(\delta_i) - \cos(\theta_i) \sin(\delta_i)$$

Expandiendo la ecuación (29) se tiene:

$$P_i = \frac{VV_i}{Z_i} \cos \theta_i \cos \delta_i + \frac{VV_i}{Z_i} \text{sen}\theta_i \text{sen}\delta_i - \frac{V^2}{Z_i} \cos(\theta_i)$$

$$P_i = \frac{V}{Z_i} \cos \theta_i (V_i \cos \delta_i - V) + \frac{VV_i}{Z_i} \text{sen}\theta_i \text{sen}\delta_i$$

$$P_i = \frac{V}{Z_i} [\cos \theta_i (V_i \cos \delta_i - V) + V_i \text{sen}\theta_i \text{sen}\delta_i] \quad (31)$$

Y para la potencia reactiva de la ecuación (30)

$$Q_i = \frac{VV_i}{Z_i} \text{sen}\theta_i \cos \delta_i - \frac{VV_i}{Z_i} \cos \theta_i \text{sen}\delta_i - \frac{V^2}{Z_i} \text{sen}\theta_i$$

$$Q_i = \frac{V}{Z_i} \text{sen}\theta_i (V_i \cos \delta_i - V) - \frac{VV_i}{Z_i} \cos \theta_i \text{sen}\delta_i$$

$$Q_i = \frac{V}{Z_i} [\text{sen}\theta_i (V_i \cos \delta_i - V) - V \cos \theta_i \text{sen}\delta_i] \quad (32)$$

Las ecuaciones (31) y (32) muestran la potencia activa y la reactiva que un generador entregaría a la carga, como se puede observar son función del ángulo de desfase y de la amplitud de los voltajes de los generadores.

4 SIMULACIÓN DE GENERADORES CONECTADOS EN PARALELO SIN CONTROL

En el presente capítulo se muestra la simulación de la conexión de tres generadores en paralelo para verificar su funcionamiento cuando existen pequeñas variaciones en la amplitud, frecuencia y fase nominal en dos de los generadores. La conexión se realiza sin realimentación ó control, esto con el fin de mostrar el efecto que se producirá para compartir potencias activa y reactiva a la carga, comparada con el caso ideal de valores nominales en cada generador.

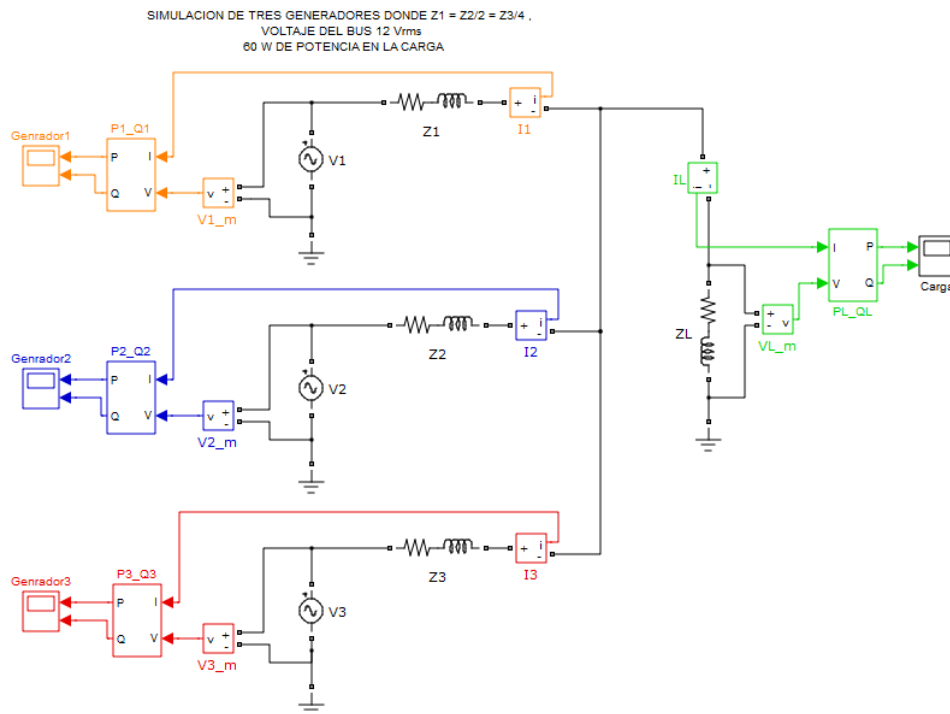
En la Figura 5 se presenta el circuito equivalente para la simulación de la conexión en paralelo de tres generadores alimentado una carga lineal (*Anexo 1 Simulación: generadores2_110124*). La impedancia de salida del generador 1 se supone como una resistencia de $10\text{m}\Omega$ en serie con una inductancia de $225.1\mu\text{H}$, por lo tanto:

$$Z_1 = a + j\omega b = 10 \times 10^{-3} + j(120\pi * 225.1 \times 10^{-6})$$

Los generadores dos y tres tienen impedancias proporcionales a Z_1 , con $k_2 = 1/2$ y $k_3 = 1/4$, según (33)

$$\begin{aligned} Z_1 &= k_2 Z_2 = k_3 Z_3 \\ Z_2 &= 2Z_1 \quad \text{y} \quad Z_3 = 4Z_1 \end{aligned} \quad (33)$$

Figura 5 Esquemático en simulink de la conexión de tres generadores en paralelo.



4.1 GENERADORES CON CARACTERÍSTICAS NOMINALES

Cada uno de los generadores tiene 12 voltios rms y frecuencia 60Hz como valores nominales (34).

$$V_1 = V_2 = V_3 = 12\sqrt{2}\text{sen}(120\pi t) \quad (34)$$

Para esta simulación las características de potencia activa, reactiva, voltaje y corriente en la carga se resumen en la Tabla 1.

Tabla 1 Características de la carga para simulación con voltajes iguales.

| | |
|-------------------------|--------------|
| Activa (W) | 60.08 |
| Reactiva (VAR) | 29.25 |
| Voltaje (Vrms) | 11.85 |
| Corriente (Arms) | 5.638 |

En la Tabla 2 se muestra la distribución de potencias activa y reactiva, así como la corriente en cada generador. Se observa la distribución proporcional de potencias teniendo en cuenta las impedancias de cada generador, puesto que el numero dos tiene el doble de impedancia que el 1, debe suministrar la mitad de la potencia entregada por dicho generador, así como el generador 3 tiene 4 veces la impedancia del generador 1, debe entregar un cuarto de su potencia, tal como se demostró en la ecuación (20), así se muestra nuevamente en (35).

$$\frac{P_3}{P_1} = \frac{I_3}{I_1} = \frac{Z_1}{Z_3} = k_3 ; \dots \frac{P_i}{P_1} = \frac{I_i}{I_1} = \frac{Z_1}{Z_i} = k_i ; \dots \frac{P_N}{P_1} = \frac{I_N}{I_1} = \frac{Z_1}{Z_N} = k_N \quad (35)$$

De acuerdo con los resultados plasmados en la Tabla 2, se verifica que al tener voltajes iguales en los generadores, e impedancias proporcionales entre estos, la potencia entregada a la carga se distribuye de manera proporcional, así:

$$\frac{P_3}{P_1} = \frac{I_3}{I_1} = \frac{Z_1}{Z_3} = k_3 \Rightarrow \frac{8.606W}{34.42W} = 250.02 \times 10^{-3} \approx \frac{0.8054A}{3.222A} = 249.96 \times 10^{-3} \approx \frac{0.01 + j84.86 \times 10^{-3}}{0.04 + j339.44 \times 10^{-3}} = \frac{1}{4}$$

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{Z_1}{Z_2} = k_2 \Rightarrow \frac{17.21W}{34.42W} = 0.5 = \frac{1.611A}{3.222A} = 0.5 = \frac{0.02 + j84.86 \times 10^{-3}}{0.04 + j169.72 \times 10^{-3}} = \frac{1}{2}$$

Tabla 2 Potencias y corriente entregadas a la carga por cada generador con voltajes iguales.

| | Generador 1 | Generador 2 | Generador 3 |
|-------------------------|--------------------|--------------------|--------------------|
| Activa (W) | 34.42 | 17.21 | 8.606 |
| Reactiva (VAR) | 17.6 | 8.798 | 4.399 |
| Corriente (Arms) | 3.222 | 1.611 | 0.8054 |

4.2 GENERADORES CON DELTA DE VARIACIÓN DE AMPLITUDES

Para esta simulación se aumenta la amplitud del generador uno y se disminuye la del generador tres en 0.1V (0.83%) del valor nominal, la fase entre los generadores es cero grados, la frecuencia es la misma (36).

$$V_1 = 12.1\sqrt{2}\text{sen}(120\pi t); \quad V_2 = 12\sqrt{2}\text{sen}(120\pi t); \quad V_3 = 11.9\sqrt{2}\text{sen}(120\pi t) \quad (36)$$

La Tabla 3 presentan las características obtenidas en la carga. Se puede observar que con la diferencia de amplitud en los voltajes comparado con los voltajes iguales en cada generador (Tabla 1), la potencia activa aumentó 0.41W, la reactiva disminuyó 0.21VAR, el voltaje en el bus AC aumentó 0.04V y la corriente aumentó 0.02A.

Tabla 3 Características en la carga para simulación con generadores de voltajes diferentes

| | |
|-------------------------|--------------|
| Activa (W) | 60.49 |
| Reactiva (VAR) | 29.46 |
| Voltaje (Vrms) | 11.89 |
| Corriente (Arms) | 5.658 |

Adicionalmente en la Tabla 4 se muestran las distribuciones de potencias en cada uno de los generadores conectados. Se aprecia que ante el cambio de amplitud en la tensión de los generadores la distribución de la potencia reactiva y de corriente no se comporta de forma proporcional a las impedancias de cada generador, lo cual es acorde con la ecuación (32) que muestra que la potencia reactiva es función de la amplitud.

Comparado con la simulación de voltajes iguales (Tabla 2), se observa que en el generador uno, para el cual se simuló un aumento de 0,1V en su amplitud, se produjo un aumento de 1.36W, 8.24VAR y 426mA, mientras que en el generador tres para el cual se disminuyó el voltaje en 0,1V, la potencia activa disminuyó en 626mW, la reactiva se hizo negativa cayendo en 4,96VAR y la corriente disminuyó en 132.9mA.

Tabla 4 Potencias y corrientes entregadas por los generadores con voltajes diferentes.

| | Generador 1 | Generador 2 | Generador 3 |
|-------------------------|--------------------|--------------------|--------------------|
| Activa (W) | 35.78 | 16.92 | 7.983 |
| Reactiva (VAR) | 25.84 | 5.84 | -0.5618 |
| Corriente (Arms) | 3.648 | 1.492 | 0.6725 |

Para los generadores 3 y 2 se tiene:

$$\frac{P_3}{P_1} \neq \frac{I_3}{I_1} \neq \frac{Z_1}{Z_3} \neq k_3 \Rightarrow$$

$$\frac{7.983W}{35.78W} = 223.11 \times 10^{-3} \neq \frac{0.6725A}{3.648A} = 184.34 \times 10^{-3} \neq \frac{0.01 + j84.86 \times 10^{-3}}{0.04 + j339.44 \times 10^{-3}} = \frac{1}{4}$$

$$\frac{P_2}{P_1} \neq \frac{I_2}{I_1} \neq \frac{Z_2}{Z_3} = k_2 \Rightarrow$$

$$\frac{16.92W}{35.78W} = 472.88 \times 10^{-3} \neq \frac{1.611A}{3.648A} = 441.61 \times 10^{-3} \neq \frac{0.02 + j84.86 \times 10^{-3}}{0.04 + j169.72 \times 10^{-3}} = \frac{1}{2}$$

4.3 GENERADORES CON DELTA DE VARIACIÓN EN FRECUENCIA

Para este caso las amplitudes de tensión de los generadores son iguales, se ha variado la frecuencia de los generadores uno y tres en 0.01Hz (0.017%) como se aprecia en (37).

$$V_1 = 12\sqrt{2}\text{sen}(120.02\pi t); V_2 = 12\sqrt{2}\text{sen}(120\pi t); V_3 = 12\sqrt{2}\text{sen}(119.98\pi t) \quad (37)$$

Las características en la carga para esta simulación se muestran en la Tabla 5 que comparada con la Tabla 1 (simulación con voltajes iguales) indica que la potencia activa disminuye en 30mW, mientras que la potencia reactiva, el voltaje y la corriente permanecen sin cambio.

Tabla 5 Características en la carga para la simulación de frecuencias diferentes.

| | |
|-------------------------|--------------|
| Activa (W) | 60.05 |
| Reactiva (VAR) | 29.25 |
| Voltaje (Vrms) | 11.85 |
| Corriente (Arms) | 5.638 |

La Tabla 6 muestra las potencias y corrientes en cada generador, se aprecia que a diferencia de la simulación con voltajes iguales, al cambiar la frecuencia de los generadores, ni las potencias ni las corrientes se comparten proporcionalmente. Al aumentar la frecuencia del generador uno en 0.01Hz se produjo un aumento en su potencia activa de 5.4W, se redujo su potencia reactiva en 0.59VAR y se aumentó su corriente en 387mA. Para el generador tres la disminución de frecuencia en 0.01Hz causó una disminución de 3.376W, un aumento de 0.4VAR y una disminución de corriente de 213.8mA.

Tabla 6 Potencias entregadas por los generadores con frecuencias diferentes.

| | Generador 1 | Generador 2 | Generador 3 |
|-------------------------|--------------------|--------------------|--------------------|
| Activa (W) | 39.82 | 15.19 | 5.23 |
| Reactiva (VAR) | 17.01 | 9.037 | 4.799 |
| Corriente (Arms) | 3.609 | 1.473 | 0.5916 |

La falta de proporcionalidad en la distribución de potencias y corrientes en los generadores tres y uno se puede apreciar como sigue:

$$\frac{P_3}{P_1} \neq \frac{I_3}{I_1} \neq \frac{Z_1}{Z_3} \neq k_3 \Rightarrow$$

$$\frac{5.23W}{39.82W} = 131.34 \times 10^{-3} \neq \frac{0.5916A}{3.609A} = 163.92 \times 10^{-3} \neq \frac{0.01 + j84.86 \times 10^{-3}}{0.04 + j339.44 \times 10^{-3}} = \frac{1}{4}$$

$$\frac{P_2}{P_1} \neq \frac{I_2}{I_1} \neq \frac{Z_2}{Z_3} = k_2 \Rightarrow$$

$$\frac{15.19W}{39.82W} = 381.46 \times 10^{-3} \neq \frac{1.473A}{3.609A} = 408.14 \times 10^{-3} \neq \frac{0.02 + j84.86 \times 10^{-3}}{0.04 + j169.72 \times 10^{-3}} = \frac{1}{2}$$

4.4 GENERADORES CON DELTA DE VARIACIÓN DE FASE

Para este caso la frecuencia y las amplitudes de tensión en los tres generadores son las nominales, pero se varia la fase de los generadores uno y tres en 0.5° según (38).

$$V_1 = 12\sqrt{2}\text{sen}(120\pi t - 0.5^\circ); \quad V_2 = 12\sqrt{2}\text{sen}(120\pi t); \quad V_3 = 12\sqrt{2}\text{sen}(120\pi t + 0.5^\circ) \quad (38)$$

Las características de carga para esta simulación se presentan en la Tabla 7

Tabla 7 Característica en la carga para simulación con diferente fase.

| | |
|-------------------------|--------------|
| Activa (W) | 60.06 |
| Reactiva (VAR) | 29.25 |
| Voltaje (Vrms) | 11.85 |
| Corriente (Arms) | 5.638 |

La Tabla 8 muestra las potencias que entregan los generadores ante cambio de sus fases, se ve que no se distribuyen proporcionalmente ni las potencias ni las corrientes. Comparando con la Tabla 2 el generador uno que se atrasó 0.5° disminuyó 8.25W, aumentó 860mVAR y disminuyó 553mA, con respecto al generador dos que permaneció sin cambio se observa que su potencia activa aumenta 3.1W, la reactiva disminuye 282mVAR y su corriente aumenta 224mA. El generador tres que se adelantó 0.5° aumentó 5.16W, disminuyó 467mVAR y aumentó 387.6 mA.

Tabla 8 Potencias entregadas por los generadores con fase diferente.

| | Generador 1 | Generador 2 | Generador 3 |
|-------------------------|--------------------|--------------------|--------------------|
| Activa (W) | 26.17 | 20.31 | 13.77 |
| Reactiva (VAR) | 18.46 | 8.516 | 3.932 |
| Corriente (Arms) | 2.669 | 1.835 | 1.193 |

Para los generadores dos y tres la distribución de potencias y corrientes ante cambio de fase, se da de la siguiente manera:

$$\frac{P_3}{P_1} \neq \frac{I_3}{I_1} \neq \frac{Z_1}{Z_3} \neq k_3 \Rightarrow$$

$$\frac{13.77W}{26.17W} = 526.17 \times 10^{-3} \neq \frac{1.193A}{2.669A} = 446.98 \times 10^{-3} \neq \frac{0.01 + j84.86 \times 10^{-3}}{0.04 + j339.44 \times 10^{-3}} = \frac{1}{4}$$

$$\frac{P_2}{P_1} \neq \frac{I_2}{I_1} \neq \frac{Z_2}{Z_3} = k_2 \Rightarrow$$

$$\frac{20.31W}{26.17W} = 776.08 \times 10^{-3} \neq \frac{1.835A}{2.669A} = 687.52 \times 10^{-3} \neq \frac{0.02 + j84.86 \times 10^{-3}}{0.04 + j169.72 \times 10^{-3}} = \frac{1}{2}$$

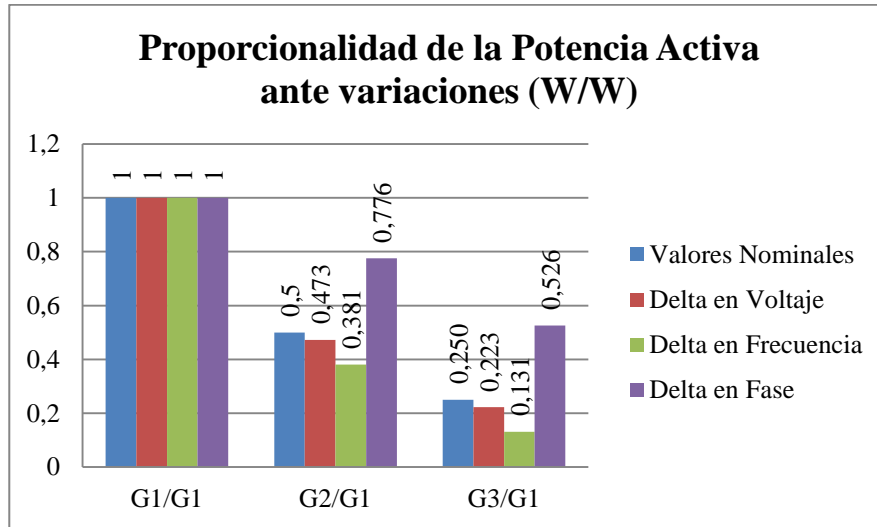
4.5 ANÁLISIS GRÁFICO DE LA CONEXIÓN DE LOS GENERADORES ANTE VARIACIÓN DE PARÁMETROS.

En esta sección se presenta de forma gráfica la relación de potencia y corriente que se obtiene entre generadores cuando se varían sus parámetros de voltaje, frecuencia y fase.

En la Figura 6 se observa la relación de proporcionalidad de potencia activa entre los generadores. Idealmente (barra azul) se muestra que dicha relación es equivalente a los factores “k” indicados anteriormente. Para los casos de variación de voltaje (barra roja), frecuencia (barra verde) y fase

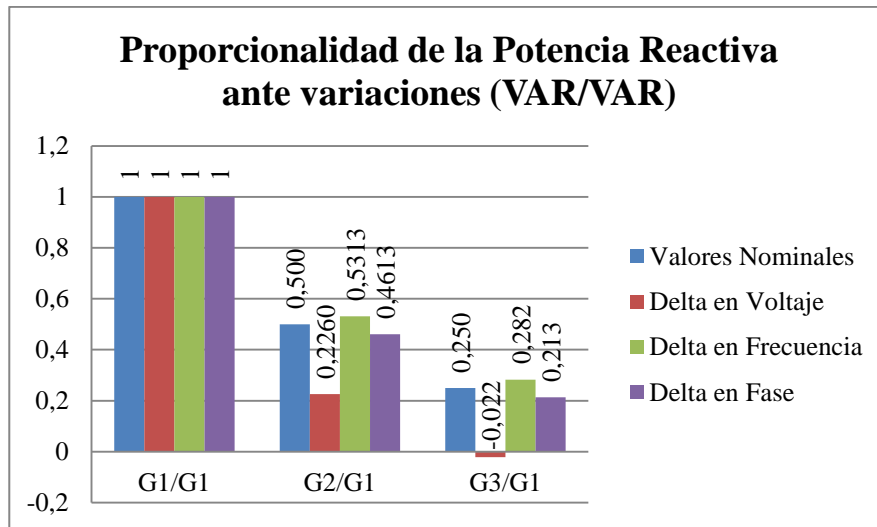
(barra violeta) se aprecia que la relación entre las potencias no continúa siendo proporcional, mostrando que el mayor cambio entre los generadores tres con uno y dos con uno se produce con el cambio en la fase.

Figura 6 Relación de cambio en la potencia activa de los generadores ante variación de parámetros.



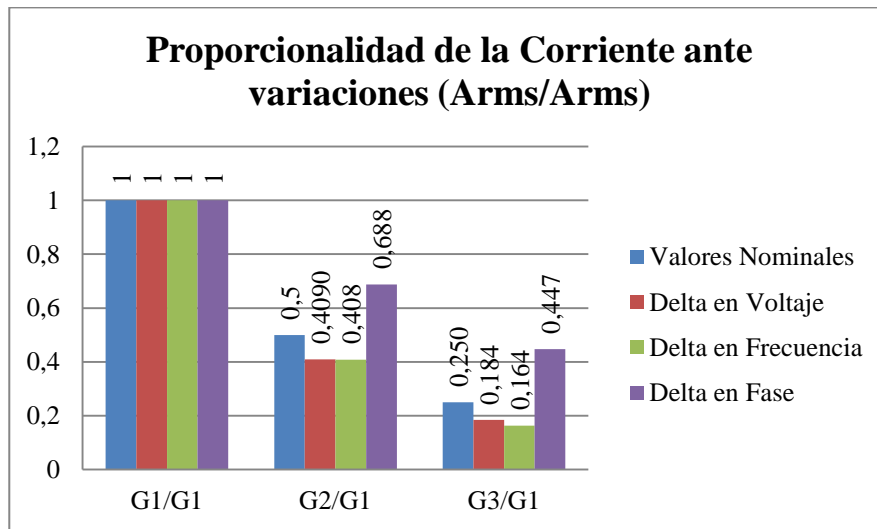
En la Figura 7 se observa que la proporcionalidad de la potencia reactiva cambia en mayor medida con la variación de voltaje en los generadores, el cambio de frecuencia y fase no altera en gran proporción la relación entre las potencias reactivas.

Figura 7 Relación de cambio en la potencia reactiva de los generadores ante variación de parámetros.



La variación de proporcionalidad en la corriente de los generadores se ve afectada en mayor proporción cuando se produce un cambio en la fase, tal como se muestra en la Figura 8.

Figura 8 Relación de cambio en las corrientes de los generadores ante variación de parámetros.



5 REALIMENTACIÓN PROPUESTA PARA CADA GENERADOR

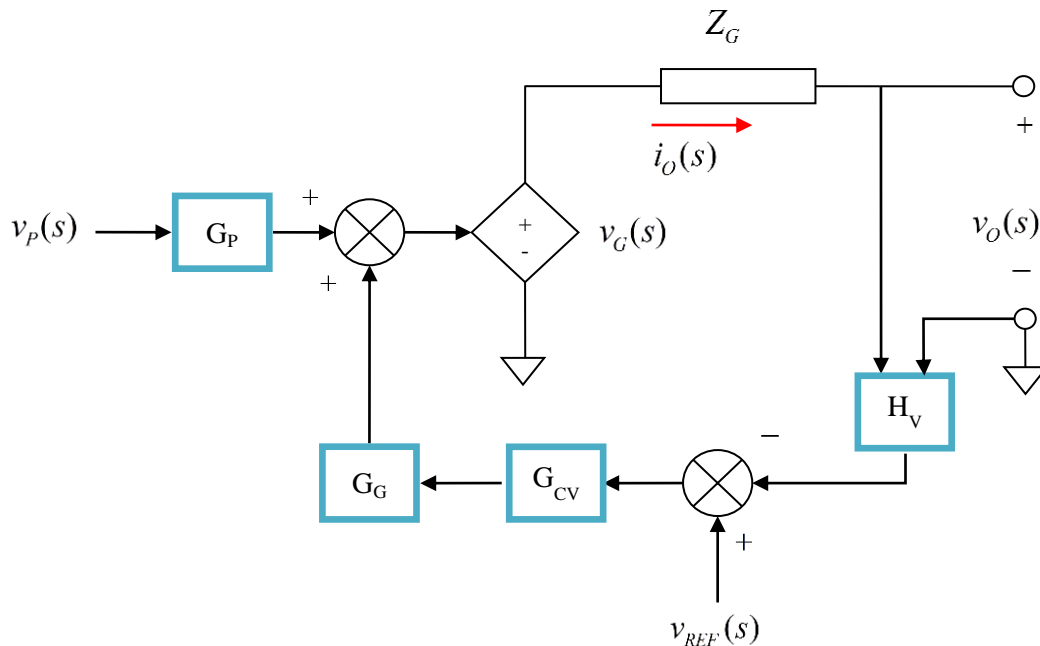
Con el fin de reducir las variaciones de proporcionalidad ante cambio en los parámetros y tener control sobre los generadores, se plantean varias configuraciones de realimentación, cuyo análisis se hace a continuación.

5.1 CONFIGURACIONES PARA LA REALIMENTACIÓN DE UN GENERADOR

5.1.1 Realimentación de voltaje (Caso 1)

En la Figura 9 se presenta el diagrama de bloques para un generador con realimentación de voltaje.

Figura 9 Diagrama de bloques para el generador con realimentación de voltaje.



Donde:

Z_G → Impedancia equivalente del generador

$i_o(s)$ → Corriente de salida del generador, depende de la carga

$v_o(s)$ → Voltaje de salida a la carga

$v_G(s)$ → Función dependiente del voltaje del generador

$v_p(s)$ → Voltaje de perturbación al generador

$v_{REF}(s)$ → Voltaje de referencia del controlador

H_v → Función de transferencia del sensor de voltaje

G_{cv} → Función de transferencia del controlador de voltaje

G_G → Función de transferencia del voltaje del controlador al generador

G_p → Función de transferencia de la perturbación

Del diagrama de bloques de la Figura 9 se plantean las ecuaciones para determinar el voltaje de salida, así:

$$\begin{aligned}
 v_o(s) &= v_G(s) - Z_G i_o(s) \\
 v_o(s) &= G_P v_P(s) + G_G G_{CV} (v_{REF}(s) - H_V v_o(s)) - Z_G i_o(s) \\
 v_o(s)(1 + G_G G_{CV} H_V) &= G_P v_P(s) + G_G G_{CV} v_{REF}(s) - Z_G i_o(s) \\
 v_o(s) &= \frac{G_P}{1 + G_G G_{CV} H_V} v_P(s) + \frac{G_G G_{CV}}{1 + G_G G_{CV} H_V} v_{REF}(s) - \frac{Z_G}{1 + G_G G_{CV} H_V} i_o(s) \quad (39)
 \end{aligned}$$

Determinando la impedancia de salida

$$\begin{aligned}
 Z_{out} &= \left. \frac{v_o(s)}{-i_o(s)} \right|_{v_{REF}=0, v_P=0} \\
 Z_{out} &= \frac{Z_G}{1 + G_G G_{CV} H_V} \quad (40)
 \end{aligned}$$

Como se observa en la ecuación (39) el voltaje de salida depende de las variaciones de la corriente de carga. A partir de esta ecuación se determina la relación v_o/v_p teniendo en cuenta que $i_o = v_o/Z_L$ por lo tanto:

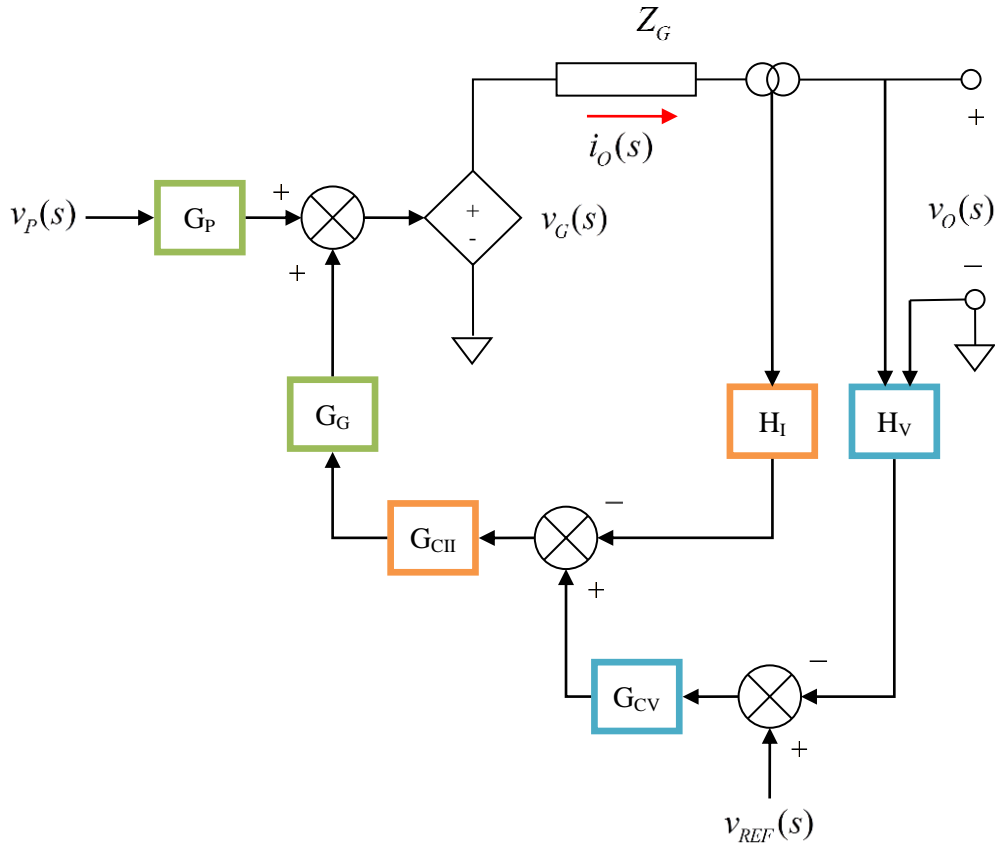
$$\begin{aligned}
 v_o(s) \left(1 + G_G G_{CV} H_V + \frac{Z_G}{Z_L} \right) &= G_P v_P(s) + G_G G_{CV} v_{REF}(s) \\
 \frac{v_o(s)}{v_P(s)} &= \frac{G_P}{1 + G_G G_{CV} H_V + \frac{Z_G}{Z_L}} \quad (41)
 \end{aligned}$$

Para mejorar el sistema de control, se propone adicionar un lazo de realimentación de corriente.

5.1.2 Realimentación de corriente en lazo interno y de voltaje en lazo externo (Caso 2)

En la Figura 10 se muestra el diagrama de bloques con un lazo de corriente interno, adicional al de voltaje externo.

Figura 10 Diagrama de bloques del generador con realimentación de voltaje en lazo externo y de corriente en lazo interno.



Donde:

$H_I \rightarrow$ Función de transferencia del sensor de corriente

$G_{CV} \rightarrow$ Función de transferencia del controlador de voltaje

$G_{CII} \rightarrow$ Función de transferencia del controlador de corriente interno

El voltaje de salida viene dado por:

$$v_o(s) = v_G(s) - Z_G i_o(s)$$

$$v_o(s) = G_P v_P(s) + G_G G_{CII} (G_{CV} (v_{REF}(s) - H_V v_o(s)) - H_I i_o(s)) - Z_G i_o(s)$$

$$v_o(s) (1 + G_G G_{CII} G_{CV} H_V) = G_P v_P(s) + G_G G_{CII} G_{CV} v_{REF}(s) - (G_G G_{CII} H_I + Z_G) i_o(s)$$

$$v_o(s) = \frac{G_P}{1 + G_G G_{CII} G_{CV} H_V} v_P(s) + \frac{G_G G_{CII} G_{CV}}{1 + G_G G_{CII} G_{CV} H_V} v_{REF}(s) - \frac{G_G G_{CII} H_I + Z_G}{1 + G_G G_{CII} G_{CV} H_V} i_o(s) \quad (42)$$

Puesto que se necesita verificar el cambio del voltaje de salida como función de las variaciones de v_p , para una carga lineal, se tiene $i_0 = v_o/Z_L$ y

$$v_o(s) \left(1 + G_G G_{CH} G_{CV} H_V + \frac{G_G G_{CH} H_I + Z_G}{Z_L} \right) = G_P v_P(s) + G_G G_{CH} G_{CV} v_{REF}(s)$$

$$\left. \frac{v_o(s)}{v_P(s)} = \frac{G_P}{1 + G_G G_{CH} G_{CV} H_V + \frac{G_G G_{CH} H_I + Z_G}{Z_L}} \right|_{v_{REF}=0} \quad (43)$$

Determinando la impedancia de salida a partir de la ecuación (42) se obtiene (44)

$$Z_{out} = \left. \frac{v_o(s)}{-i_o(s)} \right|_{v_{REF}=0, v_P=0}$$

$$Z_{out} = \frac{G_G G_{CH} H_I + Z_G}{1 + G_G G_{CH} G_{CV} H_V} \quad (44)$$

5.1.3 Realimentación de corriente en lazo externo y voltaje en lazo interno (Caso 3).

Para analizar el efecto de la ubicación del lazo de corriente sobre el voltaje de salida, se reubica el lazo tal como se muestra en el diagrama de la Figura 11. Analizando el diagrama de bloques se tiene:

$$v_o(s) = v_G(s) - Z_G i_o(s)$$

$$v_o(s) = G_P v_P(s) + G_G G_{CV} (v_{REF}(s) - H_V v_o(s) - G_{CIE} i_o(s)) - Z_G i_o(s)$$

$$v_o(s) (1 + G_G G_{CV} H_V) = G_P v_P(s) + G_G G_{CV} v_{REF}(s) - (G_G G_{CV} G_{CIE} + Z_G) i_o(s)$$

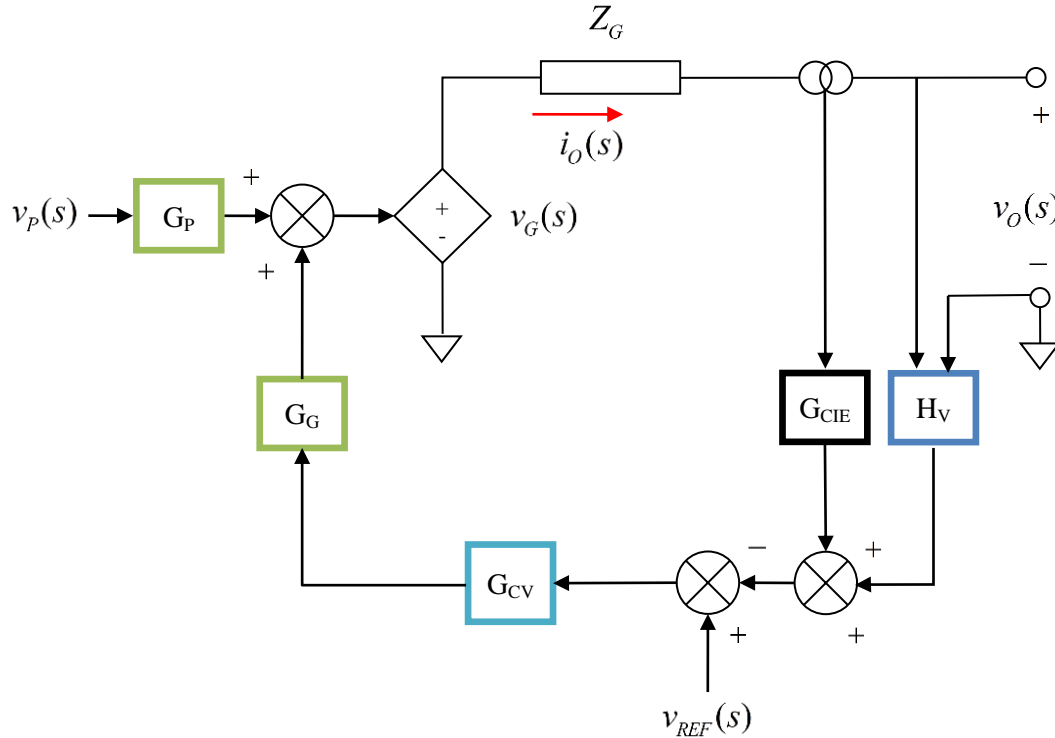
$$v_o(s) = \frac{G_P}{1 + G_G G_{CV} H_V} v_P(s) + \frac{G_G G_{CV}}{1 + G_G G_{CV} H_V} v_{REF}(s) - \frac{G_G G_{CV} G_{CIE} + Z_G}{1 + G_G G_{CV} H_V} i_o(s) \quad (45)$$

Nuevamente verificando el cambio del voltaje de salida como función de las variaciones de v_p , para una carga lineal, e $i_0 = v_o/Z_L$ se tiene:

$$v_o(s) \left(1 + G_G G_{CV} H_V + \frac{G_G G_{CV} G_{CIE} + Z_G}{Z_L} \right) = G_P v_P(s) + G_G G_{CV} v_{REF}(s)$$

$$\frac{v_O(s)}{v_P(s)} = \frac{G_P}{1 + G_G G_{CV} H_V + \frac{G_G G_{CV} G_{CIE} + Z_G}{Z_L}} \Big|_{v_{REF}=0} \quad (46)$$

Figura 11 Diagrama de bloques de la realimentación del generador con lazo de corriente externo y de voltaje interno.



A partir de la ecuación (45) se determina la impedancia de salida como:

$$Z_{OUT} = \frac{(G_G G_{CV} G_{CIE} + Z_G)}{1 + G_G G_{CV} H_V} \quad (47)$$

5.1.4 Realimentación con dos lazos de corriente y uno de voltaje (Caso 4)

Se plantea un nuevo sistema realimentado en el cual se combinan la realimentación interna de corriente, la de voltaje y un tercer lazo externo de corriente tal como se muestra en la Figura 12 con $G_{CIE} \rightarrow$ Función de realimentación de corriente del lazo externo.

Analizando el diagrama de bloques de la Figura 12 para obtener el voltaje de salida se tiene:

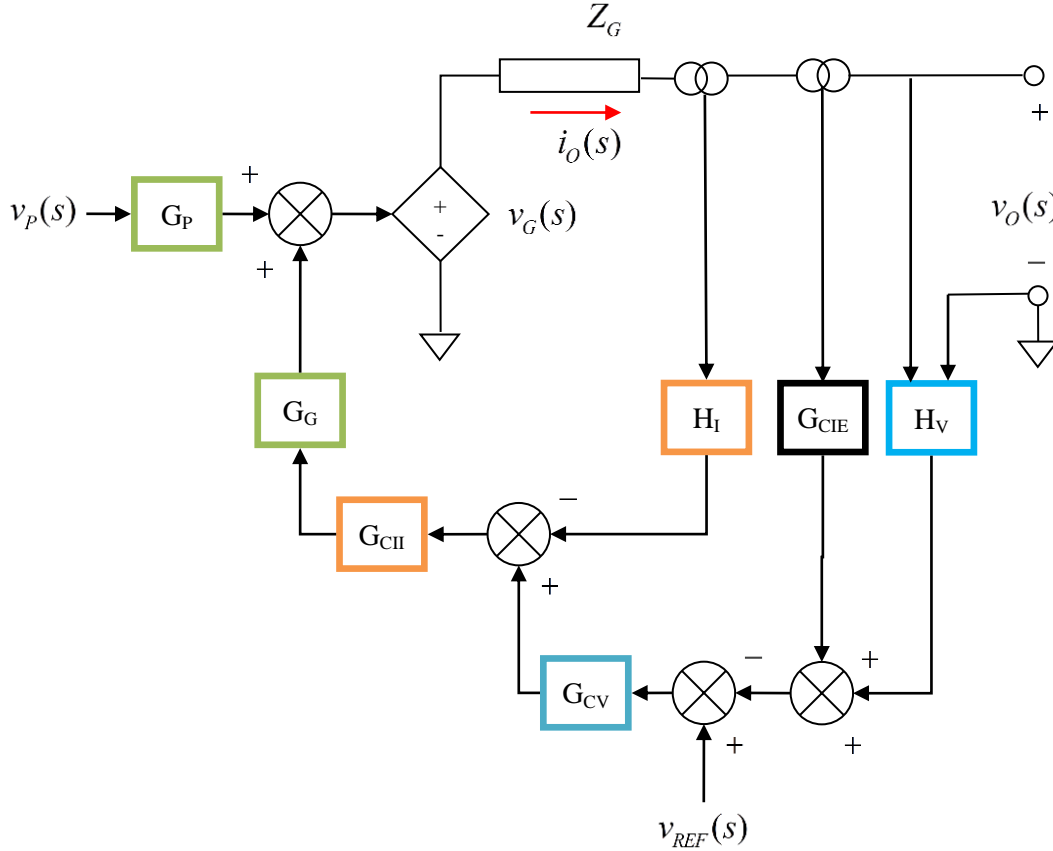
$$v_O(s) = v_G(s) - Z_G i_O(s)$$

$$v_O(s) = G_P v_P(s) + G_G G_{CV} (G_{CV} (v_{REF}(s) - H_V v_O(s) - G_{CIE} i_O(s)) - H_I i_O(s)) - Z_G i_O(s)$$

$$v_o(s)(1 + G_G G_{CII} G_{CV} H_V) = G_P v_p(s) + G_G G_{CII} G_{CV} v_{REF}(s) - (G_G G_{CII} H_I + G_G G_{CII} G_{CV} G_{CIE} + Z_G) i_o(s)$$

$$v_o(s) = \frac{G_P}{1 + G_G G_{CII} G_{CV} H_V} v_p(s) + \frac{G_G G_{CII} G_{CV}}{1 + G_G G_{CII} G_{CV} H_V} v_{REF}(s) - \frac{G_G G_{CII} H_I + G_G G_{CII} G_{CV} G_{CIE} + Z_G}{1 + G_G G_{CII} G_{CV} H_V} i_o(s) \quad (48)$$

Figura 12 Diagrama de bloques de la realimentación del generador con dos lazos de corriente.



Analizando el cambio del voltaje de salida como función de las variaciones de v_p , a partir de (48) para una carga lineal, e $i_o = v_o/Z_L$:

$$v_o(s) \left(1 + G_G G_{CII} G_{CV} H_V + \frac{G_G G_{CII} H_I + G_G G_{CII} G_{CV} G_{CIE} + Z_G}{Z_L} \right) = G_P v_p(s) + G_G G_{CII} G_{CV} v_{REF}(s)$$

$$\frac{v_o(s)}{v_p(s)} = \frac{G_P}{1 + G_G G_{CII} G_{CV} H_V + \frac{G_G G_{CII} H_I + G_G G_{CII} G_{CV} G_{CIE} + Z_G}{Z_L}} \Bigg|_{v_{REF}=0} \quad (49)$$

A partir de la ecuación (48) se determina la impedancia de salida como:

$$Z_{OUT} = \frac{G_G G_{CII} H_I + G_G G_{CII} G_{CV} G_{CIE} + Z_G}{1 + G_G G_{CII} G_{CV} H_V} \quad (50)$$

5.2 COMPARATIVO ENTRE LAS DIFERENTES REALIMENTACIONES

En la Tabla 9 se presenta el resumen de impedancia de salida y característica v_o/v_p para los diagramas de realimentación propuestos.

Tabla 9 Impedancia de salida y característica Vo/Vp para las realimentaciones propuestas.

| Realimentación | Zout | Vo/Vp |
|--|---|---|
| Voltaje | $\frac{Z_G}{1 + G_G G_C H_V}$ | $\frac{G_P}{1 + G_G G_{CV} H_V + \frac{Z_G}{Z_L}}$ |
| Corriente interno y Voltaje externo | $\frac{G_G G_{CII} H_I + Z_G}{1 + G_G G_{CII} G_{CV} H_V}$ | $\frac{G_P}{1 + G_G G_{CII} G_{CV} H_V + \frac{G_G G_{CII} H_I + Z_G}{Z_L}}$ |
| Corriente externo y Voltaje interno | $\frac{(G_G G_{CV} G_{CIE} + Z_G)}{1 + G_G G_{CV} H_V}$ | $\frac{G_P}{1 + G_G G_{CV} H_V + \frac{G_G G_{CV} G_{CIE} + Z_G}{Z_L}}$ |
| Dos lazos de corriente | $\frac{G_G G_{CII} H_I + G_G G_{CII} G_{CV} G_{CIE} + Z_G}{1 + G_G G_{CII} G_{CV} H_V}$ | $\frac{G_P}{1 + G_G G_{CII} G_{CV} H_V + \frac{G_G G_{CII} H_I + G_G G_{CII} G_{CV} G_{CIE} + Z_G}{Z_L}}$ |

En la Tabla 10 se presentan las ecuaciones correspondientes al voltaje de salida para cada una de las realimentaciones propuestas, se observa que depende del voltaje de entrada v_p , del voltaje de referencia v_{REF} , y de la corriente de salida i_o .

Tabla 10 Voltaje de salida de las diferentes realimentaciones propuestas.

| Realimentación | Vo |
|--|---|
| Voltaje | $\frac{G_P}{1 + G_G G_{CV} H_V} v_p(s) + \frac{G_G G_{CV}}{1 + G_G G_{CV} H_V} v_{REF}(s) - \frac{Z_G}{1 + G_G G_{CV} H_V} i_o(s)$ |
| Corriente interno y Voltaje externo | $\frac{G_P}{1 + G_G G_{CII} G_{CV} H_V} v_p(s) + \frac{G_G G_{CII} G_{CV}}{1 + G_G G_{CII} G_{CV} H_V} v_{REF}(s) - \frac{G_G G_{CII} H_I + Z_G}{1 + G_G G_{CII} G_{CV} H_V} i_o(s)$ |
| Corriente externo y Voltaje interno | $\frac{G_P}{1 + G_G G_{CV} H_V} v_p(s) + \frac{G_G G_{CV}}{1 + G_G G_{CV} H_V} v_{REF}(s) - \frac{G_G G_{CV} G_{CIE} + Z_G}{1 + G_G G_{CV} H_V} i_o(s)$ |
| Dos lazos de corriente | $\frac{G_P}{1 + G_G G_{CII} G_{CV} H_V} v_p(s) + \frac{G_G G_{CII} G_{CV}}{1 + G_G G_{CII} G_{CV} H_V} v_{REF}(s) - \frac{G_G G_{CII} H_I + G_G G_{CII} G_{CV} G_{CIE} + Z_G}{1 + G_G G_{CII} G_{CV} H_V} i_o(s)$ |

5.2.1 Efecto de las variaciones de señal sobre el voltaje de un generador

Si alguna de las señales que tiene influencia sobre el voltaje de salida mostradas en la Tabla 10, presenta una variación, esta se verá reflejada en dicho voltaje. Las señales y sus variaciones pueden ser definidas según (51).

$$v_p = V_p + \Delta v_p \quad ; \quad v_{REF} = V_{REF} + \Delta v_{REF} \quad ; \quad i_o = I_o + \Delta i_o \quad (51)$$

Por lo tanto la variación que se produce en el voltaje de salida está dada por:

$$\Delta v = \Delta_p + \Delta_{ref} + Z\Delta_{i_o}$$

En la Tabla 11 se presenta una comparación de las variaciones producidas por los deltas en las señales de control para las realimentaciones propuestas.

Tabla 11 Funciones de variación en las señales de control

| | Realimentación de Voltaje | Realimentación corriente interno y voltaje externo |
|----------------|--|--|
| Δ_p | $\frac{G_p}{1+G_G G_{CV} H_V} \Delta v_p(s)$ | $\frac{G_p}{1+G_G G_{CII} G_{CV} H_V} \Delta v_p(s)$ |
| Δ_{ref} | $\frac{G_G G_{CV}}{1+G_G G_{CV} H_V} \Delta v_{REF}(s)$ | $\frac{G_G G_{CII} G_{CV}}{1+G_G G_{CII} G_{CV} H_V} \Delta v_{REF}(s)$ |
| Δ_{i_o} | $-\frac{Z_G}{1+G_G G_{CV} H_V} \Delta i_o(s)$ | $-\frac{G_G G_{CII} H_I + Z_G}{1+G_G G_{CII} G_{CV} H_V} \Delta i_o(s)$ |
| | Realimentación de corriente externo y voltaje interno | Dos lazos de corriente |
| Δ_p | $\frac{G_p}{1+G_G G_{CV} H_V} \Delta v_p(s)$ | $\frac{G_p}{1+G_G G_{CII} G_{CV} H_V} \Delta v_p(s)$ |
| Δ_{ref} | $\frac{G_G G_{CV}}{1+G_G G_{CV} H_V} \Delta v_{REF}(s)$ | $\frac{G_G G_{CII} G_{CV}}{1+G_G G_{CII} G_{CV} H_V} \Delta v_{REF}(s)$ |
| Δ_{i_o} | $-\frac{(G_G G_{CV} G_{CIE} + Z_G)}{1+G_G G_{CV} H_V} \Delta i_o(s)$ | $-\frac{G_G G_{CII} H_I + G_G G_{CII} G_{CV} G_{CIE} + Z_G}{1+G_G G_{CII} G_{CV} H_V} \Delta i_o(s)$ |

Si en el denominador de las funciones de la Tabla 11 se tiene que $|G_G G_{CII} G_{CV} H_V| \gg 1$, se pueden reducir como se presenta en la Tabla 12.

En los siguientes capítulos, con el fin de analizar cual es la mejor realimentación propuesta, se procede a simular un generador con un filtro LC a partir de la potencia en la carga que alimentará el

grupo de generadores en paralelo y de los factores de proporcionalidad “k” definidos en el presente capítulo.

Tabla 12 Reducción de las variaciones de la salida.

| | Realimentación de Voltaje | Realimentación corriente interno y voltaje externo |
|----------------|--|--|
| Δ_p | $\frac{G_P}{G_G G_{CV} H_V} \Delta v_P(s)$ | $\frac{G_P}{G_G G_{CI} G_{CV} H_V} \Delta v_P(s)$ |
| Δ_{ref} | $\frac{1}{H_V} \Delta v_{REF}(s)$ | $\frac{1}{H_V} \Delta v_{REF}(s)$ |
| Δ_{i_o} | $-\frac{Z_G}{G_G G_{CV} H_V} \Delta i_o(s)$ | $-\left(\frac{H_I}{H_V} + \frac{Z_G}{G_G G_{CI} G_{CV} H_V}\right) \Delta i_o(s)$ |
| | Realimentación de corriente externo y voltaje interno | Dos lazos de corriente |
| Δ_p | $\frac{G_P}{G_G G_{CV} H_V} \Delta v_P(s)$ | $\frac{G_P}{G_G G_{CI} G_{CV} H_V} \Delta v_P(s)$ |
| Δ_{ref} | $\frac{1}{H_V} \Delta v_{REF}(s)$ | $\frac{1}{H_V} \Delta v_{REF}(s)$ |
| Δ_{i_o} | $-\left(\frac{G_{CIE}}{H_V} + \frac{Z_G}{G_G G_{CV} H_V}\right) \Delta i_o(s)$ | $-\left(\frac{H_I}{G_{CV} H_V} + \frac{G_{CIE}}{H_V} + \frac{Z_G}{G_G G_{CI} G_{CV} H_V}\right) \Delta i_o(s)$ |

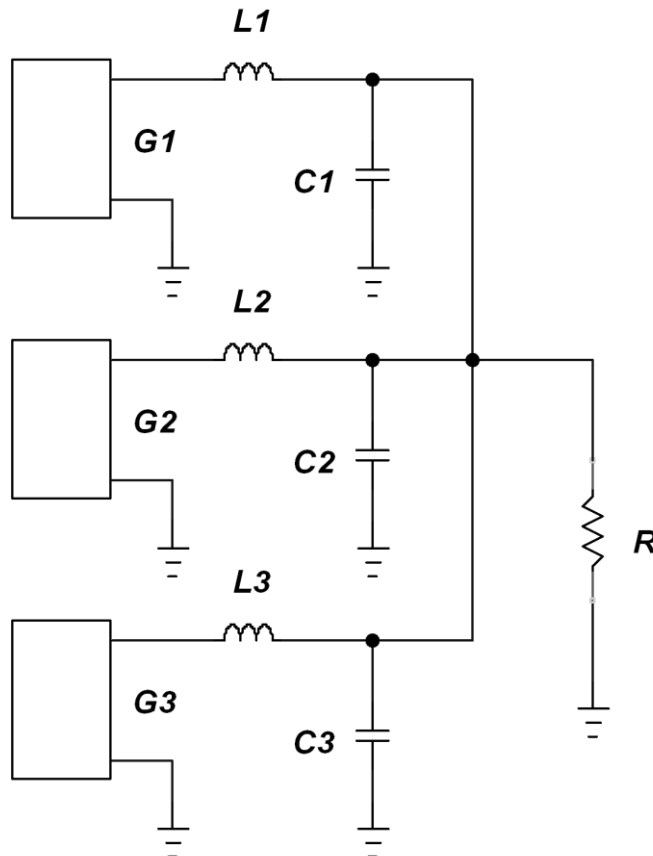
6 DISEÑO DE FILTROS PARA LOS GENERADORES SEGÚN POTENCIA EN LA CARGA

El sistema de tres inversores conectados en paralelo debe entregar 60W a la carga, para lo cual se plantea una distribución de potencia en cada generador como se muestra en la Tabla 13. Al conectar los 3 generadores se pueden entregar hasta 70W a la carga ($P_1+P_2+P_3$) lo cual implica que se tiene un margen de seguridad de 10W. El diagrama de conexión de los tres generadores se muestra en la Figura 13.

Tabla 13 Potencia ideal que debe entregar cada generador.

| | |
|-------------|-------------------------------|
| Generador 1 | $P_1 = 40W$ |
| Generador 2 | $P_2 = \frac{1}{2} P_1 = 20W$ |
| Generador 3 | $P_3 = \frac{1}{4} P_1 = 10W$ |

Figura 13 Esquema de filtros de salida para tres generadores en paralelo.



Para determinar el filtro de salida que debe tener cada generador según la potencia que debe entregar se calcula la resistencia de carga equivalente:

$$R = \frac{v_{0rms}^2}{P_1} = \frac{12^2}{40} = 3.6\Omega$$

A partir de un factor de calidad deseado del filtro $Q=3$ se calcula la resistencia característica del filtro (R_0):

$$R_0 = \frac{R}{Q} = \frac{3.6}{3} = 1.2\Omega$$

Partiendo de una frecuencia de corte deseada del filtro $f_n = 1200Hz$ (para tener 20 armónicos a 60Hz) se calcula la bobina y el condensador, así:

$$L_1 = \frac{R_0}{\omega_n} = \frac{1.2}{2 \times \pi \times 1200} = 159.1\mu H$$

$$C_1 = \frac{1}{R_0 \omega_n} = \frac{1}{1.2 \times 2 \times \pi \times 1200} = 110.5\mu F$$

Para satisfacer la condición de potencia entregada por cada generador y mantener la frecuencia de corte del filtro se tiene que:

$$4P_3 = 2P_2 = P_1 \Rightarrow \frac{1}{4}L_3 = \frac{1}{2}L_2 = L_1 \text{ y } 4C_3 = 2C_2 = C_1$$

Así, los elementos de salida del filtro para cada generador se presentan en la Tabla 14.

Tabla 14 Inductancias y capacitancias para el filtro de los generadores.

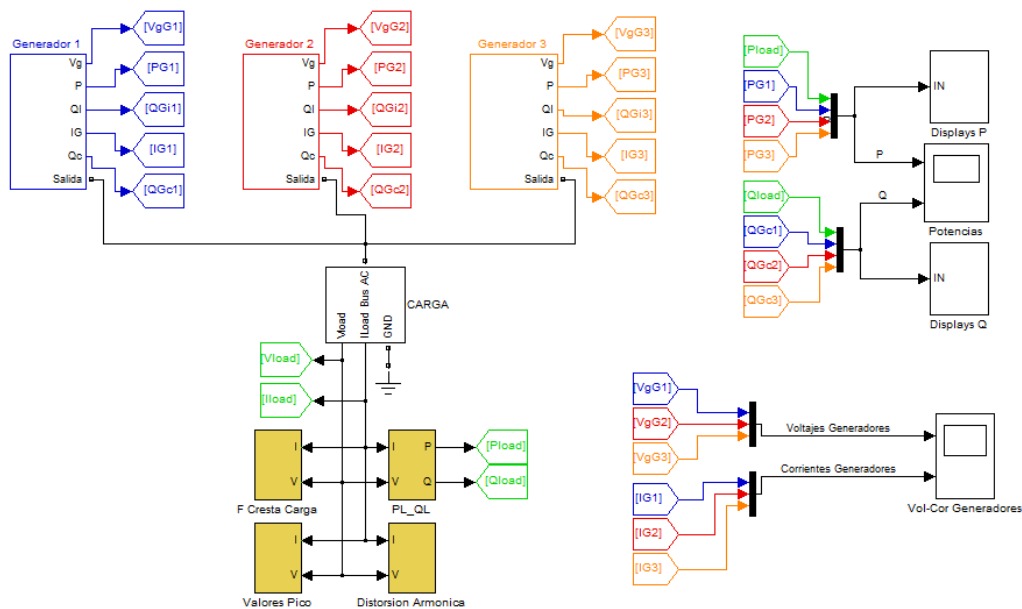
| | | |
|--------------------|--------------------|--------------------|
| Generador 1 | $L_1 = 159.1\mu H$ | $C_1 = 110.5\mu F$ |
| Generador 2 | $L_2 = 318.2\mu H$ | $C_2 = 55.25\mu F$ |
| Generador 3 | $L_3 = 636.4\mu H$ | $C_3 = 27.6\mu F$ |

7 SIMULACIÓN DE LOS GENERADORES CON LAS REALIMENTACIONES PLANTEADAS

Una vez planteadas las realimentaciones, se verifica su funcionamiento y validez mediante simulación (*Anexo 2 Simulación: generadores paralelos_3_p_120412*) en cuanto a la distribución proporcional de potencia activa y reactiva hacia una carga no lineal compuesta de un puente rectificador con filtro capacitivo ($C=11200 \mu\text{F}$ en serie con una resistencia de 0.5Ω) y resistencia de carga $R=3\Omega$, esto con el fin de seleccionar la realimentación más adecuada para la implementación. La prueba se realiza con la conexión de tres generadores en paralelo y 70W en la carga, inicialmente con las características de los generadores y las ganancias de realimentación proporcionales y luego comparando las respuestas ante variación de sus impedancias y ganancias de realimentación.

En la Figura 14 se muestra el diagrama de bloques de la conexión de los generadores, los bloques para la medición de las potencias entregadas por cada generador, la potencia en la carga, factor de cresta y distorsión armónica. En cada bloque indicado como generador se tiene el circuito con las realimentaciones planteadas.

Figura 14 Diagrama de bloques para tres generadores conectados en paralelo.



7.1 SIMULACIÓN DE REALIMENTACIÓN DE VOLTAJE

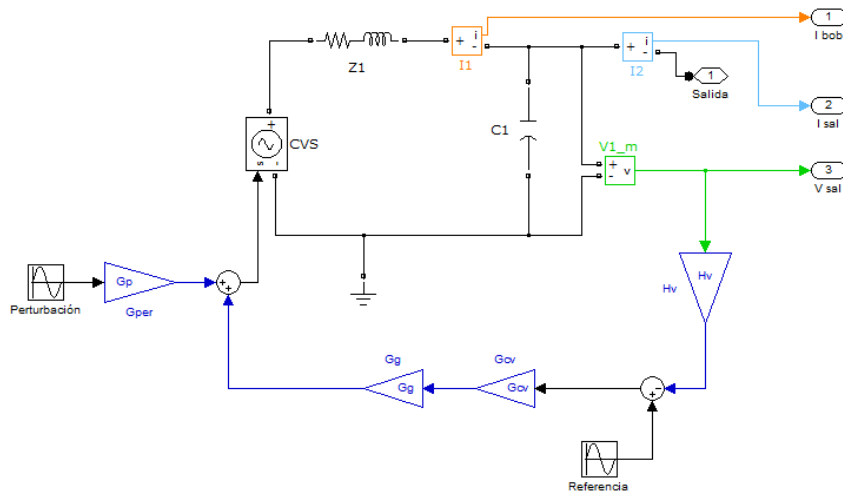
En la Figura 15 se muestra el esquemático para cada bloque generador de la Figura 14, para este caso con realimentación de voltaje. A las bobinas se les ha añadido una resistencia en serie suponiendo su resistencia interna, para el caso de R_{L1} es de 0.3Ω , R_{L2} y R_{L3} tiene valores proporcionales a R_{L1} . Para este caso se utilizaron los valores de las ganancias de realimentación así: $H_V = 1/24, G_G = 100, G_{CV} = 100, G_p = 1$.

En la Tabla 15 se presenta el resultado numérico de la simulación, se puede observar que los tres generadores distribuyen de manera proporcional la potencia tanto activa como reactiva que se

entrega a la carga, dividiendo los porcentajes de entrega de potencia se obtienen las constantes de proporcionalidad propuestas, indicando que la potencia del generador 1 es el doble de la del generador 2 y 4 veces la del generador 3, así:

$$\begin{aligned} \frac{\% P_{G1}}{\% P_{G2}} &= \frac{57.14}{28.57} = 2 & ; & \quad \frac{\% P_{G1}}{\% P_{G3}} = \frac{57.14}{14.29} = 3.998 \\ \frac{\% Q_{G1}}{\% Q_{G2}} &= \frac{57.15}{28.58} = 1.9996 & ; & \quad \frac{\% Q_{G1}}{\% Q_{G3}} = \frac{57.15}{14.29} = 3.9993 \end{aligned}$$

Figura 15 Esquemático para la simulación del generador con realimentación de voltaje.



La distribución de corriente también se realiza de manera proporcional, tal que:

$$\frac{I_{PG1}}{I_{PG2}} = \frac{7.535}{3.768} = 1.99973 & ; & \quad \frac{I_{PG1}}{I_{PG3}} = \frac{7.535}{1.884} = 3.9994$$

Para esta realimentación se tiene una distorsión armónica total en el voltaje de 0,434% y un factor de cresta en carga de 1.949.

En la Figura 16 se muestran las señales de voltaje y corriente en los generadores así como en la carga, se aprecia que los tres voltajes en los generadores son iguales y que los picos de corriente son proporcionales en cada generador.

7.2 SIMULACIÓN CORRIENTE EN LAZO INTERNO Y VOLTAJE EN LAZO EXTERNO

Para el caso 2 de realimentación de corriente en el lazo interno y voltaje en el lazo externo se presenta la Figura 17, con $H_V = 1/24$, $H_{CI} = 1/20$, $G_G = 100$, $G_{CI} = 100$, $G_p = 1$. Los resultados numéricos de dicha simulación se muestran en la Tabla 16, se observa que la potencia activa y reactiva en la carga es entregada proporcionalmente por cada generador, así:

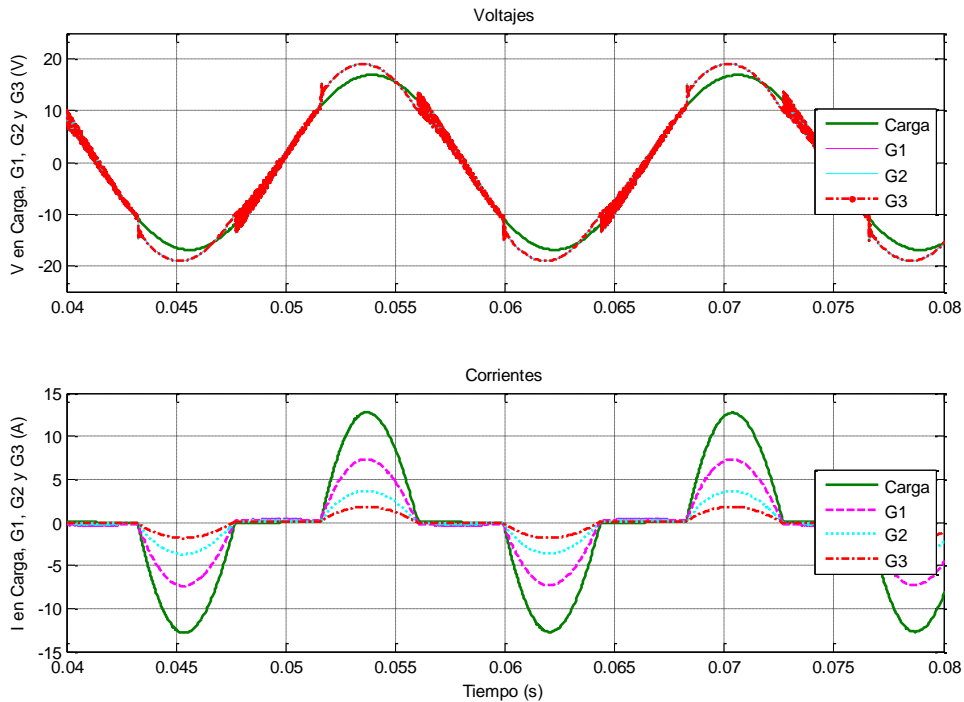
$$\frac{\%P_{G1}}{\%P_{G2}} = \frac{57.14}{28.57} = 2 \quad ; \quad \frac{\%P_{G1}}{\%P_{G3}} = \frac{57.14}{14.29} = 3.998$$

$$\frac{\%Q_{G1}}{\%Q_{G2}} = \frac{57.13}{28.55} = 2.001 \quad ; \quad \frac{\%Q_{G1}}{\%Q_{G3}} = \frac{57.13}{14.28} = 4.0007$$

Tabla 15 Distribución de potencias en los tres generadores con realimentación de voltaje e impedancias proporcionales.

| | Caso 1 | | | |
|--------------------|---------------------------|--------|--------|--------|
| | Realimentación de voltaje | | | |
| | Carga | G1 | G2 | G3 |
| P (W) | 69,98 | 39,99 | 19,99 | 9,997 |
| % de distribución | | 57,14% | 28,57% | 14,29% |
| Q (VAR) | -4,366 | -2,495 | -1,248 | -0,624 |
| % de distribución | | 57,15% | 28,58% | 14,29% |
| Factor de cresta I | 1,949 | 1,938 | 1,938 | 1,938 |
| Corriente pico (A) | 13,06 | 7,535 | 3,768 | 1,884 |
| Voltaje pico (V) | 16,93 | | | |
| THDI (%) | 55,55 | | | |
| THDV(%) | 0,434 | | | |

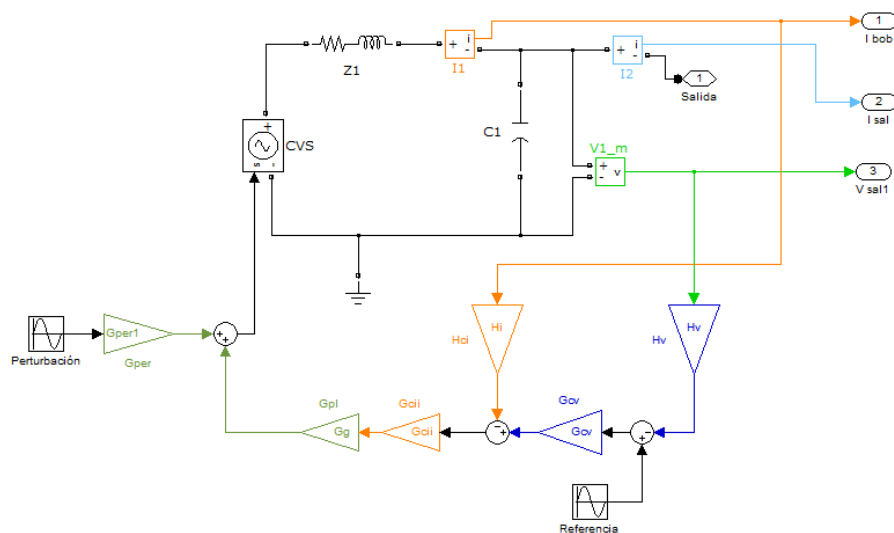
Figura 16 Gráfico del voltaje y la corriente en los generadores con realimentación de voltaje e impedancias proporcionales.



La corriente en los generadores igualmente se distribuye de forma proporcional:

$$\frac{I_{PG1}}{I_{PG2}} = \frac{7.506}{3.753} = 2 \quad ; \quad \frac{I_{PG1}}{I_{PG3}} = \frac{7.506}{1.876} = 4.001$$

Figura 17 Esquemático para la simulación del generador con realimentación de corriente en lazo interno y voltaje en lazo externo

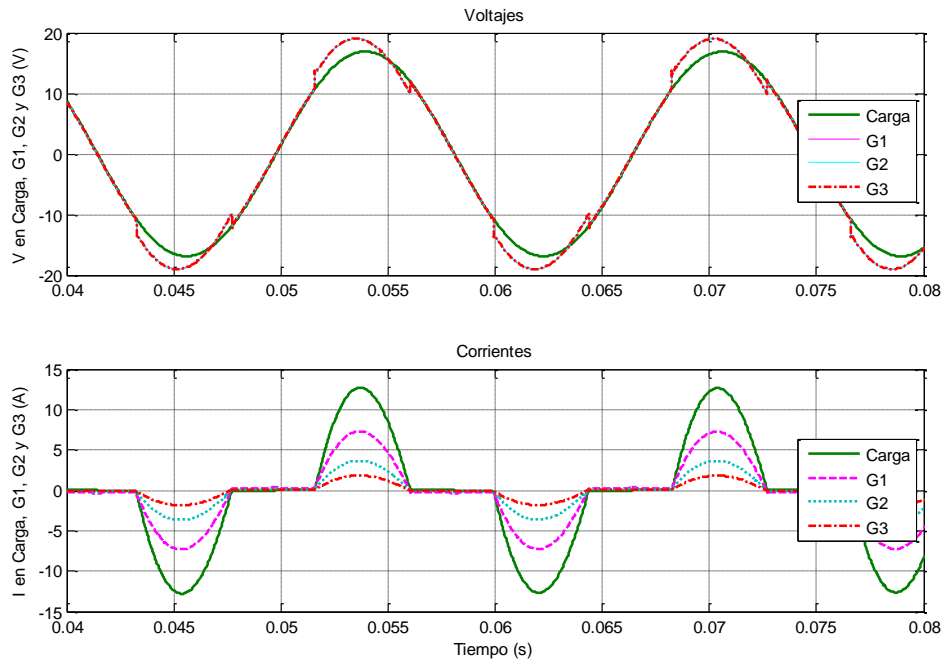


La distorsión armónica de voltaje es de 0.261%. En la Figura 18 se puede apreciar que el voltaje en los generadores es igual y sus corrientes se distribuyen de manera proporcional.

Tabla 16 Distribución de potencias en los tres generadores con realimentación de voltaje externa y corriente interna con impedancias proporcionales

| | Caso 2 | | | |
|--------------------|-------------------------------------|--------|--------|--------|
| | Voltaje externo y corriente interno | | | |
| | Carga | G1 | G2 | G3 |
| P (W) | 69,79 | 39,88 | 19,94 | 9,97 |
| % de distribución | | 57,14% | 28,57% | 14,29% |
| Q (VAR) | -4,34 | -2,477 | -1,238 | -0,619 |
| % de distribución | | 57,13% | 28,55% | 14,28% |
| Factor de cresta I | 1,947 | 1,937 | 1,937 | 1,937 |
| Corriente pico (A) | 13,010 | 7,506 | 3,753 | 1,876 |
| Voltaje pico (V) | 16,88 | | | |
| THDI (%) | 55,2 | | | |
| THDV(%) | 0,261 | | | |

Figura 18 Gráfico del voltaje y la corriente en los generadores con realimentación de voltaje externo y corriente interno e impedancias proporcionales



7.3 SIMULACIÓN CORRIENTE EN LAZO EXTERNO Y VOLTAJE EN LAZO INTERNO

Como tercer caso se presenta la realimentación de corriente en el lazo externo y voltaje en lazo interno (Figura 19) con $H_V=1/24$, $G_G=100$, $G_{CV}=100$, $G_{CIE}=1/100$, $G_p=1$. Los resultados numéricos registrados en la Tabla 17.

Figura 19 Esquemático para la simulación del generador con realimentación de corriente en lazo externo y voltaje en lazo interno.

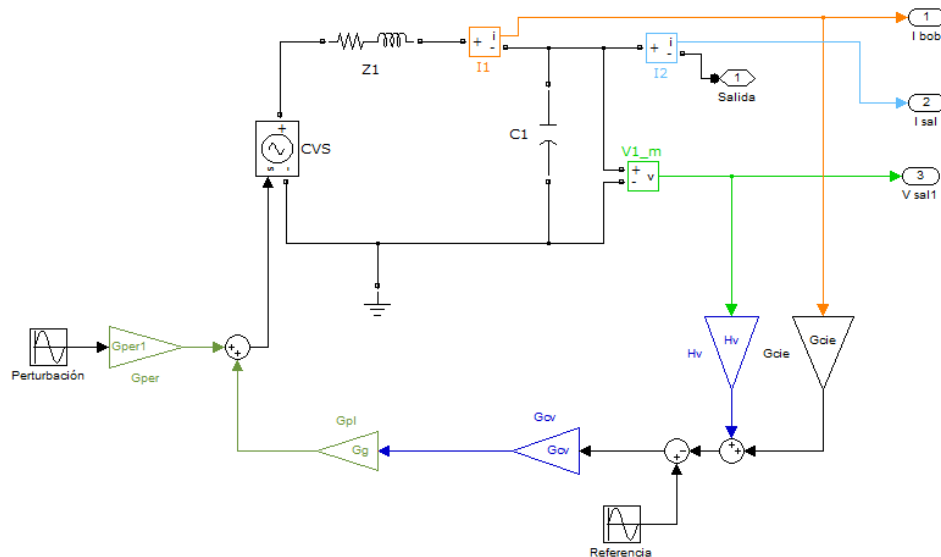


Tabla 17 Distribución de potencias en los tres generadores con realimentación de voltaje interna y corriente externa con impedancias proporcionales

| | Caso 3 | | | |
|--------------------|-------------------------------------|--------|--------|--------|
| | Voltaje interno y corriente externo | | | |
| | Carga | G1 | G2 | G3 |
| P (W) | 60,62 | 34,64 | 17,32 | 8,66 |
| % de distribución | | 57,14% | 28,57% | 14,29% |
| Q (VAR) | -3,444 | -1,968 | -0,984 | -0,492 |
| % de distribución | | 57,14% | 28,57% | 14,29% |
| Factor de cresta I | 1,907 | 1,896 | 1,896 | 1,896 |
| Corriente pico (A) | 11,51 | 6,640 | 3,320 | 1,660 |
| Voltaje pico (V) | 15,42 | | | |
| THDI (%) | 49,5 | | | |
| THDV(%) | 3,28 | | | |

La distribución de potencias tanto activa como reactiva continua siendo proporcional al factor de escala de cada generador, así:

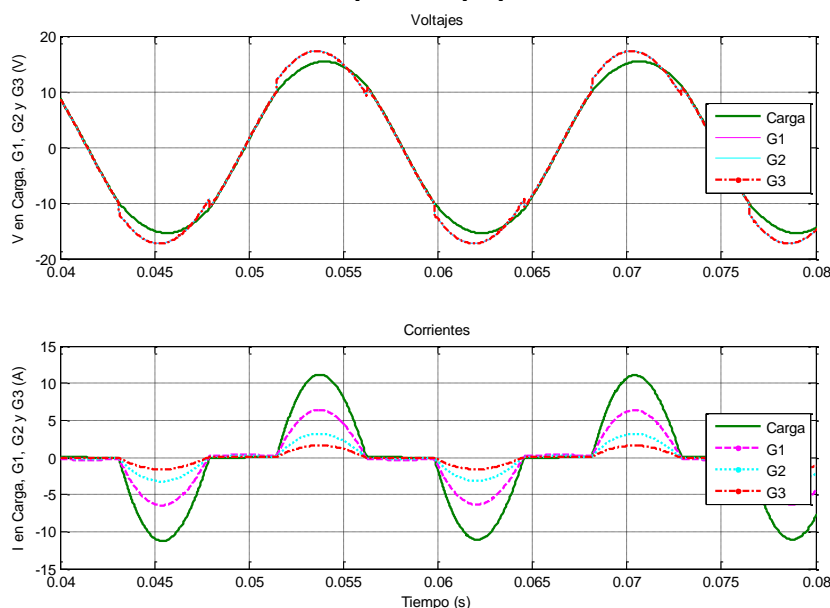
$$\frac{\% P_{G1}}{\% P_{G2}} = \frac{57.14}{28.57} = 2 \quad ; \quad \frac{\% P_{G1}}{\% P_{G3}} = \frac{57.14}{14.29} = 3.998$$

$$\frac{\% Q_{G1}}{\% Q_{G2}} = \frac{57.14}{28.57} = 2 \quad ; \quad \frac{\% Q_{G1}}{\% Q_{G3}} = \frac{57.14}{14.29} = 3.998$$

La Figura 20 muestra las señales de corriente y voltaje en los generadores, se aprecia que la corriente entregada por cada generador es proporcional según se registro en la Tabla 17 tal que:

$$\frac{I_{PG1}}{I_{PG2}} = \frac{6.64}{3.32} = 2 \quad ; \quad \frac{I_{PG1}}{I_{PG3}} = \frac{6.64}{1.66} = 4$$

Figura 20 Gráfico del voltaje y la corriente en los generadores con realimentación de voltaje interno y corriente externo e impedancias proporcionales



7.4 SIMULACIÓN CON DOS LAZOS DE CORRIENTE Y UNO DE VOLTAJE

Como cuarto caso de realimentación planteado se tienen dos lazos de corriente y uno de voltaje según se muestra en la Figura 21, teniendo:

$$H_V = 1/24, H_I = 1/20, G_G = 100, G_{CV} = 100, G_{CIE} = 1/100, G_{CII} = 100$$

Los resultados numéricos de la simulación se registran en la Tabla 18.

La distribución de potencias nuevamente es proporcional en los tres generadores, así:

$$\begin{aligned} \frac{\% P_{G1}}{\% P_{G2}} &= \frac{57.15}{28.57} = 2.0003 & ; & \quad \frac{\% P_{G1}}{\% P_{G3}} = \frac{57.15}{14.29} = 3.9993 \\ \frac{\% Q_{G1}}{\% Q_{G2}} &= \frac{57.15}{28.57} = 2.0003 & ; & \quad \frac{\% Q_{G1}}{\% Q_{G3}} = \frac{57.15}{14.29} = 3.9993 \end{aligned}$$

Las corrientes en los tres generadores son proporcionales, según se muestra en la Figura 22 :

$$\frac{I_{PG1}}{I_{PG2}} = \frac{6.621}{3.310} = 2.0003 & ; & \quad \frac{I_{PG1}}{I_{PG3}} = \frac{6.621}{1.655} = 4.0006$$

Figura 21 Esquemático para la simulación del generador con tres lazos de realimentación.

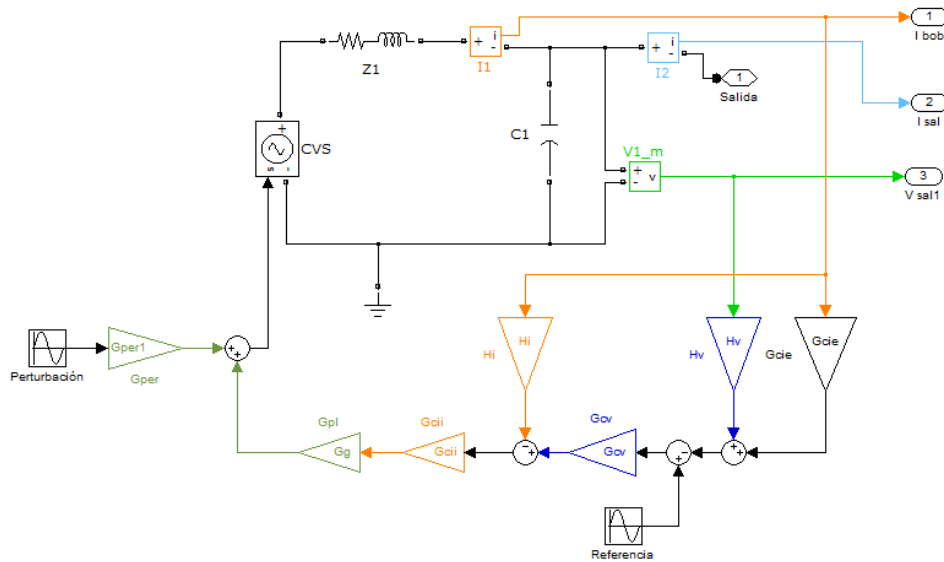
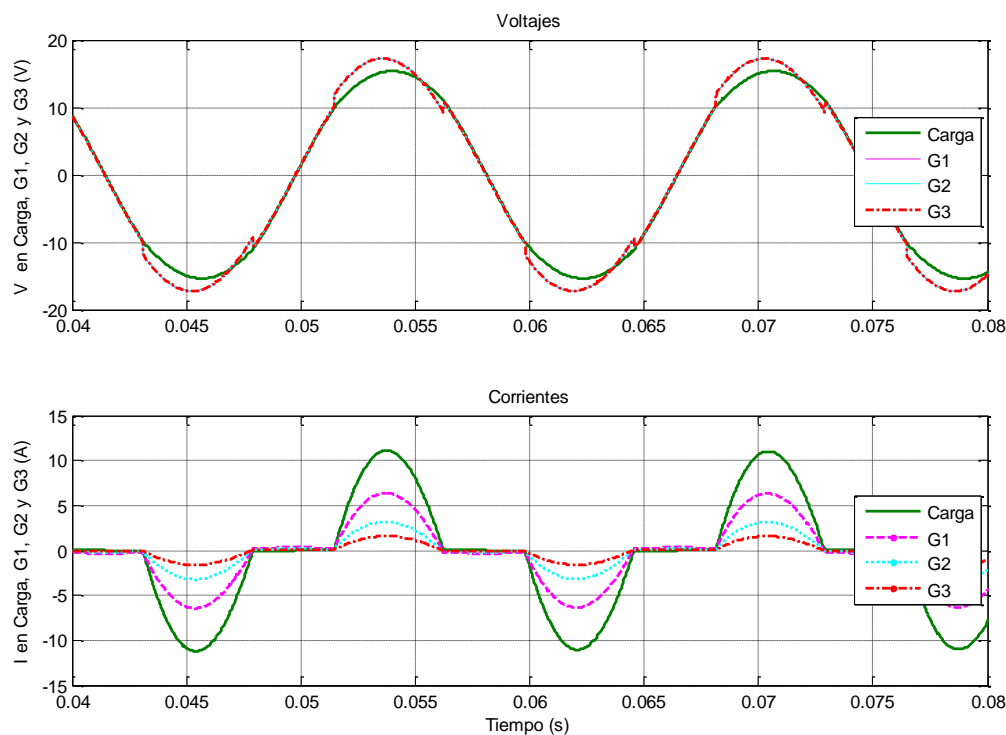


Tabla 18 Distribución de potencias en los tres generadores con tres lazos de realimentación.

| | Caso 4 | | | |
|--------------------|------------------------------|--------|--------|--------|
| | Tres lazos de realimentación | | | |
| | Carga | G1 | G2 | G3 |
| P (W) | 60,49 | 34,57 | 17,28 | 8,64 |
| % de distribución | | 57,15% | 28,57% | 14,29% |
| Q (VAR) | -3,435 | -1,963 | -0,98 | -0,49 |
| % de distribución | | 57,15% | 28,57% | 14,29% |
| Factor de cresta I | 1,907 | 1,895 | 1,895 | 1,895 |
| Corriente pico (A) | 11,5 | 6,621 | 3,310 | 1,655 |
| Voltaje pico (V) | 15,39 | | | |
| THDI (%) | 49,3 | | | |
| THDV(%) | 3,42 | | | |

Figura 22 Gráfico del voltaje y la corriente en los generadores con tres lazos de realimentación.



7.5 COMPARACIÓN DE LAS SIMULACIONES DE LOS CUATRO CASOS DE REALIMENTACIÓN

Para verificar el comportamiento de las diferentes realimentaciones propuestas se comparan las potencias activas, reactivas, corriente pico y distorsión armónica total del voltaje en la carga y en los generadores, teniendo como casos ideales las diferentes realimentaciones con impedancias proporcionales comparados con variaciones de parámetros tales como impedancias y ganancias de realimentación en los casos planteados.

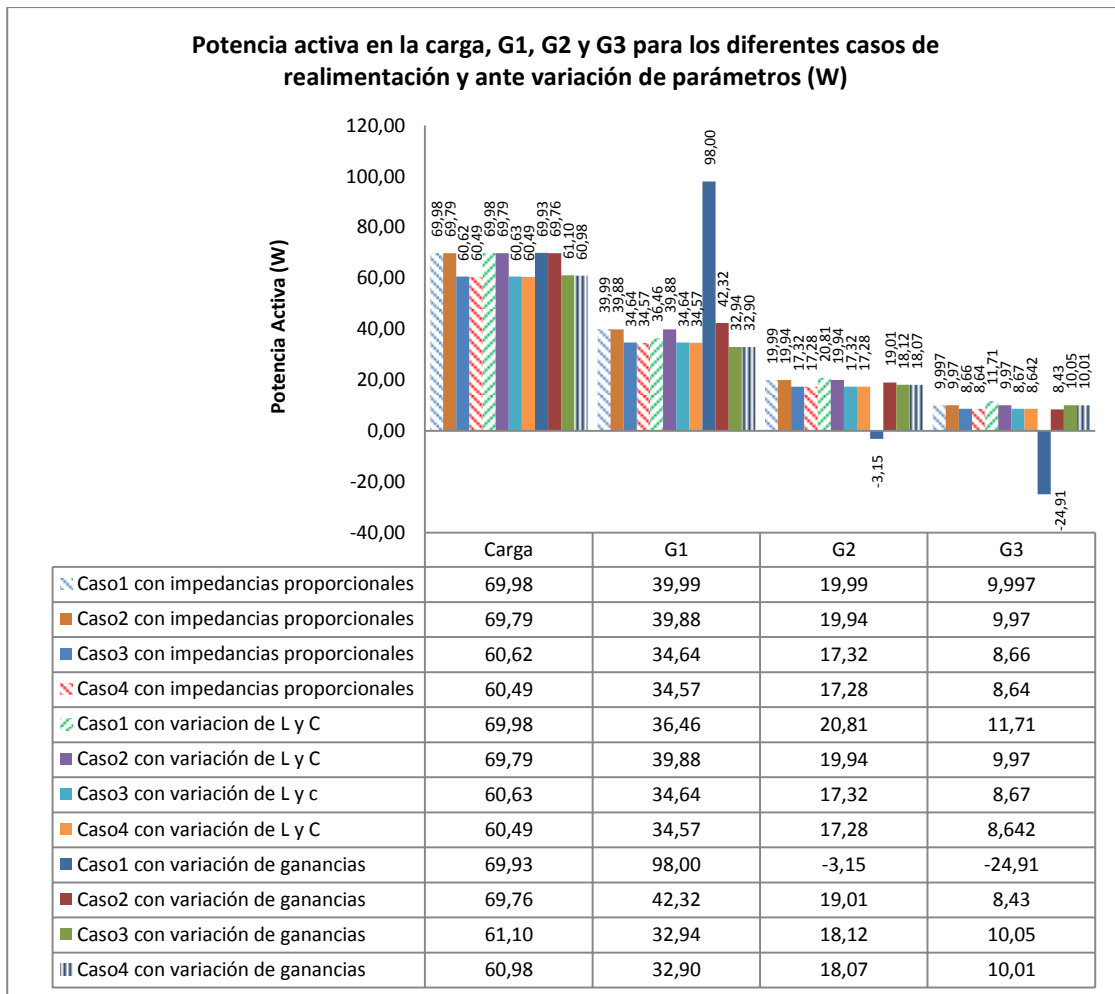
7.5.1 Comparación de las potencias activas.

En la Figura 23 se aprecia un gráfico de barras de la comparación de potencia activa en la carga y la entregada por cada generador.

Como primera medida se tienen los generadores con impedancias proporcionales. Se observa que el caso 1 (Realimentación de voltaje) permite entregar mas potencia a la carga, para este caso 69,98W, mientras que el caso 4 (Tres lazos de realimentación) entrega menos potencia (60.49W). Los tres generadores comparten de manera proporcional su potencia activa.

Posteriormente se verifica el efecto que se tiene sobre la potencia activa al variar la impedancia de salida de los generadores, disminuyendo Z_2 en un 10%, Z_3 en 20%, C_2 en 3μ y C_3 en 2μ . Se aprecia que en el caso uno el primer generador entrega 36,46W que equivale a 3,53W menos (-8.82%) que teniendo el sistema ideal. El generador dos entrega 0,81W más (+4.1%) que en el caso ideal, por su parte el generador tres aumenta en 1,71W (17.1%) su potencia entregada. La realimentación uno ante variaciones de impedancia no garantiza que la potencia entregada a la carga se realice de manera proporcional, lo que sí sucede con las realimentaciones dos, tres y cuatro que hacen que los generadores permanezcan sin cambio en su potencia. En la carga la mayor potencia es suministrada por los generadores con realimentación de voltaje (caso 1) correspondiente a 69,98W, la mínima potencia se entrega en el caso 4 y es 60,49W.

Figura 23 Potencia activa en carga y en los generadores con realimentación y variación de parámetros.

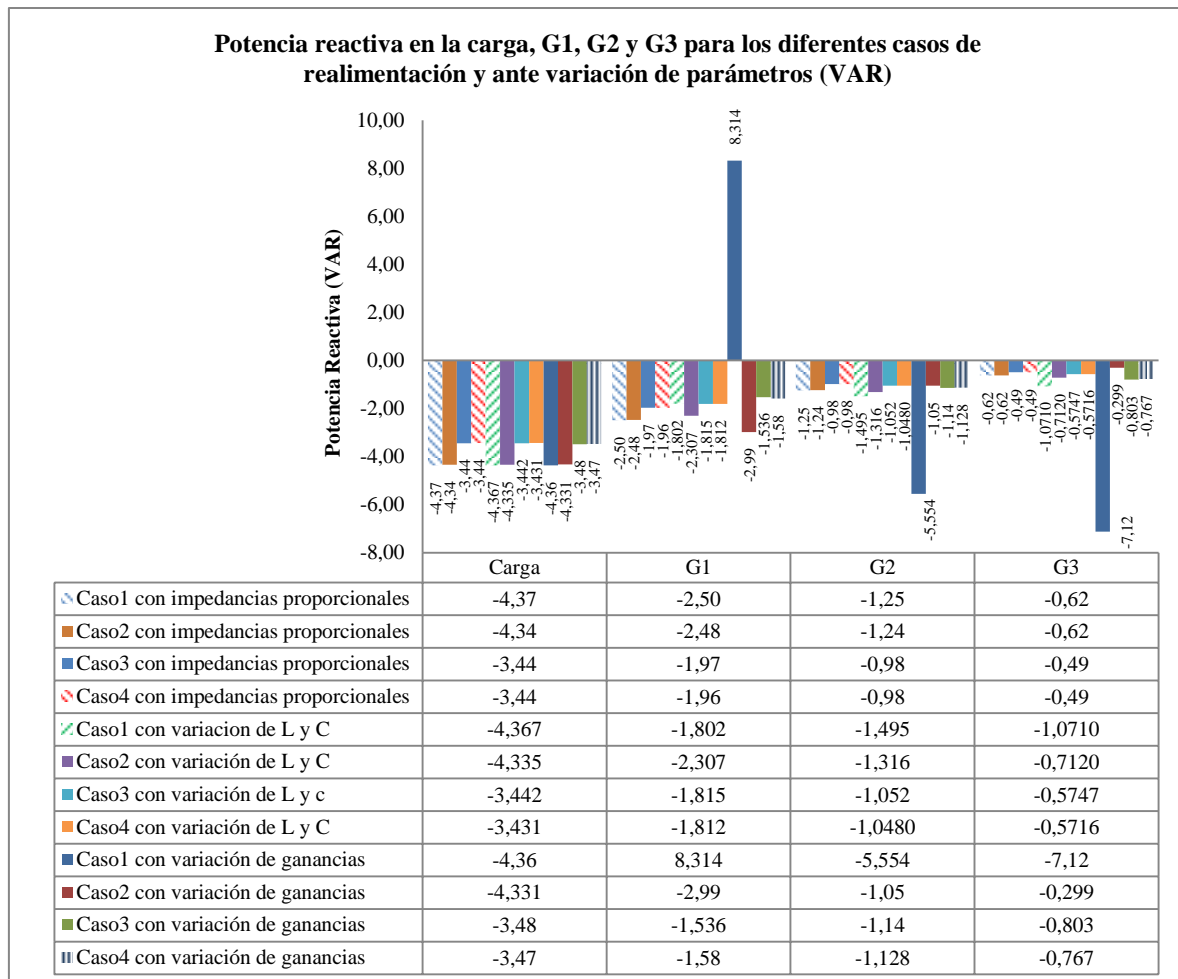


Para realizar la comparación en cuanto a variación de ganancias se disminuyeron en 10% las ganancias de realimentación en el generador dos y en 20% las del generador tres. Para el caso uno se observa que con las variaciones planteadas la potencia en el generador uno se incremento en 48W (145%) y en los generadores dos y tres pasó a ser negativa, indicando que pasaron a ser parte de la carga y consumir potencia en lugar de entregarla. Para el caso dos la potencia en el generador uno aumentó en 2,44W (+6.11%), en el generador dos disminuyó 0,93W (-4.66%) y en el tres cayó 1,54W (-15.44%). En los casos tres y cuatro la potencia disminuyó aproximadamente 1,7W (-4.9%) en el generador uno y aumentó en los generadores dos y tres 0,8W (+4.61%) y 1,39W (+16.05%) respectivamente.

7.5.2 Comparación de las potencias reactivas

La Figura 24 muestra de manera gráfica la comparación de potencia reactiva en la carga y en los generadores. Con impedancias proporcionales los casos uno y dos suministran -4,37 VAR y -4,34 VAR a la carga, mientras los casos tres y cuatro le entregan 3,44 VAR. La potencia reactiva es compartida de manera proporcional por los tres generadores.

Figura 24 Potencia reactiva en carga y en los generadores con realimentación y variación de parámetros.



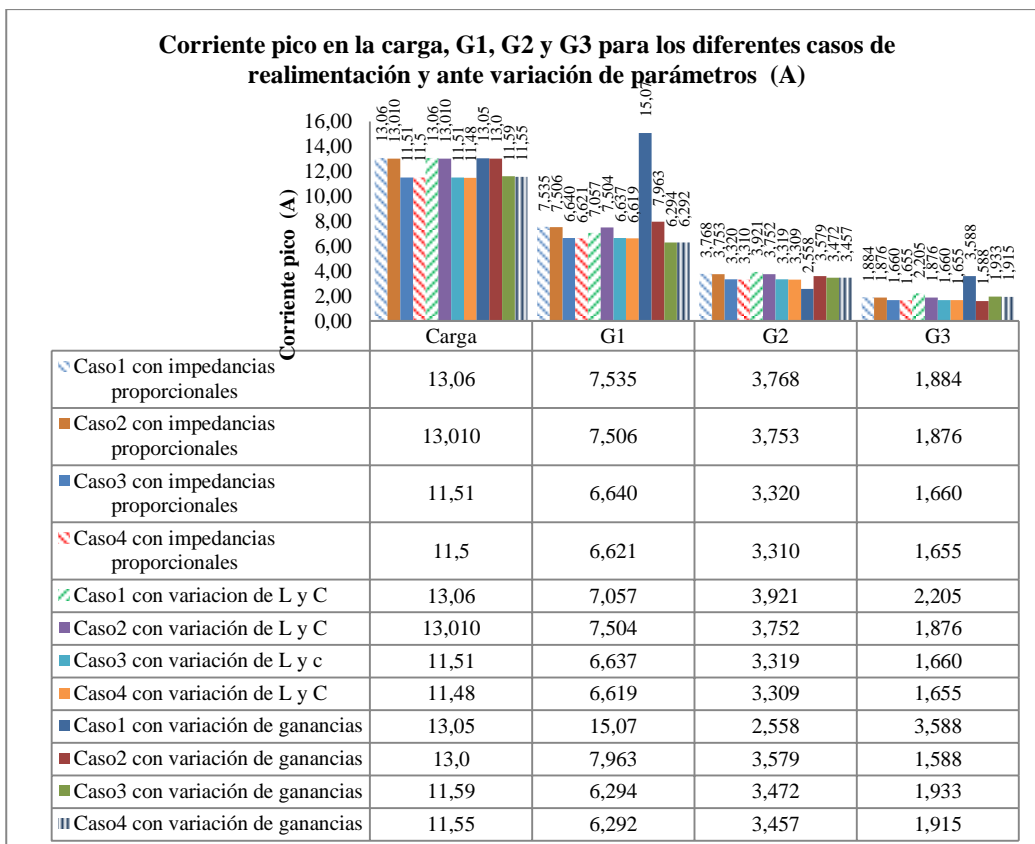
Al variar la impedancia de salida y los condensadores de los generadores, en el caso uno, el generador uno entrega menos potencia reactiva que el caso ideal disminuyendo en 0,7VAR (-28%), el generador dos aumenta en 0,245 VAR (+19.6%) y el tres aumenta 0,45 VAR (72%). Para el caso dos el generador uno disminuyó 173mVAR (-6.97%), el dos aumentó 76mVAR (+6.12%) y el tres aumentó 92mVAR (+14%). En los casos tres y cuatro disminuye la reactiva en el generador uno y aumenta en los generadores dos y tres. La potencia reactiva no se distribuye de manera proporcional por los generadores conectados.

Para la variación de ganancias se aprecia que en el caso uno el generador uno entrega potencia reactiva positiva pasando de -2,5 VAR en el caso ideal a 8,314 VAR (+432.5%), el generador dos aumentó su potencia en -4,31VAR (344.8%) y el tres en -6,5VAR (1048.3%). Con el caso dos se aumenta la potencia del generador uno y se disminuye en los generadores dos y tres. Para los casos tres y cuatro se disminuye la reactiva del generador uno y se aumenta la de los generadores tres y cuatro. La distribución de potencia no se realiza de manera proporcional.

7.5.3 Comparación de las corrientes pico

La comparación de las corrientes pico de carga y de los generadores se presenta en la Figura 25. Ante impedancias proporcionales las corrientes pico en los generadores se distribuyen también de manera proporcional. Con el caso uno y variando las impedancias, el generador uno disminuye su pico en 478mA (-6.34%), el generador dos aumenta en 153mA (+4.06%) y el tres en 321mA (+17.03%). Los casos dos, tres y cuatro no presentan mayor variación con respecto a sus respectivos casos ideales.

Figura 25 Corriente pico en carga y en los generadores con realimentación y variación de parámetros

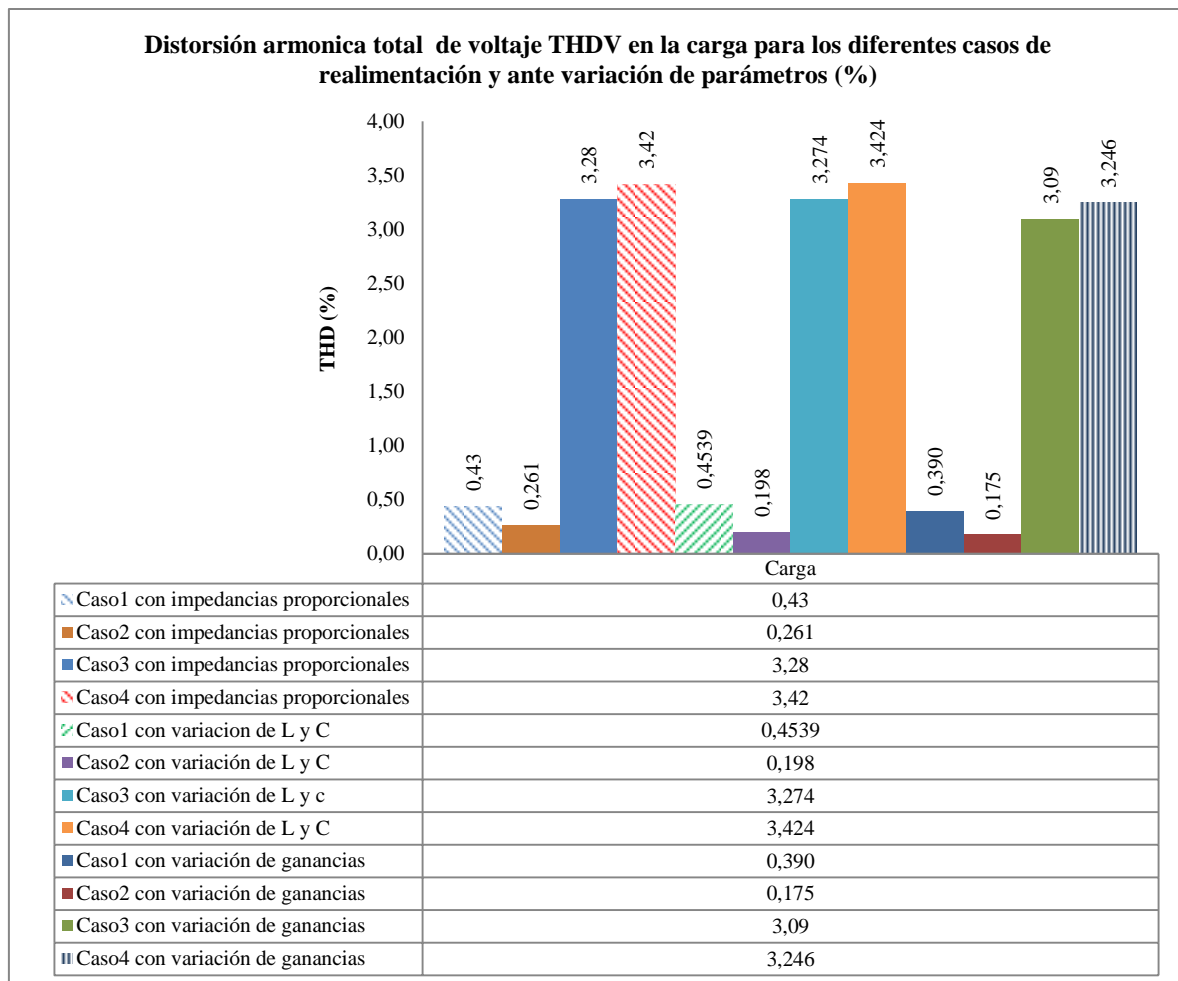


Con la variación de ganancias, el caso uno hace que el generador uno aumente su corriente pico en 7,535A (+100%), el generador dos disminuye 1,21A (-32.11%) y el tres aumenta 1,7A (+90.44%). Con el caso dos se aumenta la corriente del generador uno y se disminuyen las corrientes de los generadores dos y tres. Para los casos tres y cuatro se disminuye la corriente en el generador uno y se aumenta en los generadores tres y cuatro.

7.5.4 Comparación de las distorsiones.

Para los casos uno y dos con impedancias proporcionales y ante variación de parámetros, la distorsión armónica total de voltaje permanece entre el 0,15 y el 0,45% (Figura 26). Los casos tres y cuatro ideales y con variación mantienen la THD entre 3,09 y 4,42%.

Figura 26 Distorsión armónica total de voltaje en la carga.



En la Tabla 19 se muestra el resumen de los porcentajes de variación de la potencia activa, reactiva y corrientes pico de los generadores ante variación de impedancias y ganancias. Se observa que la realimentación de voltaje (caso 1) es la que mayor porcentaje de variación presenta ante el cambio de los parámetros mencionados. Por su parte los casos dos, tres y cuatro presentan variaciones similares en porcentaje.

Para la selección de la realimentación a utilizar se descarta el caso cuatro por tener dos lazos y ser más complejo de implementar. Se selecciona el caso tres por ser novedoso en el sentido de que se suma una parte de la corriente que va a la carga con la señal sensada de voltaje.

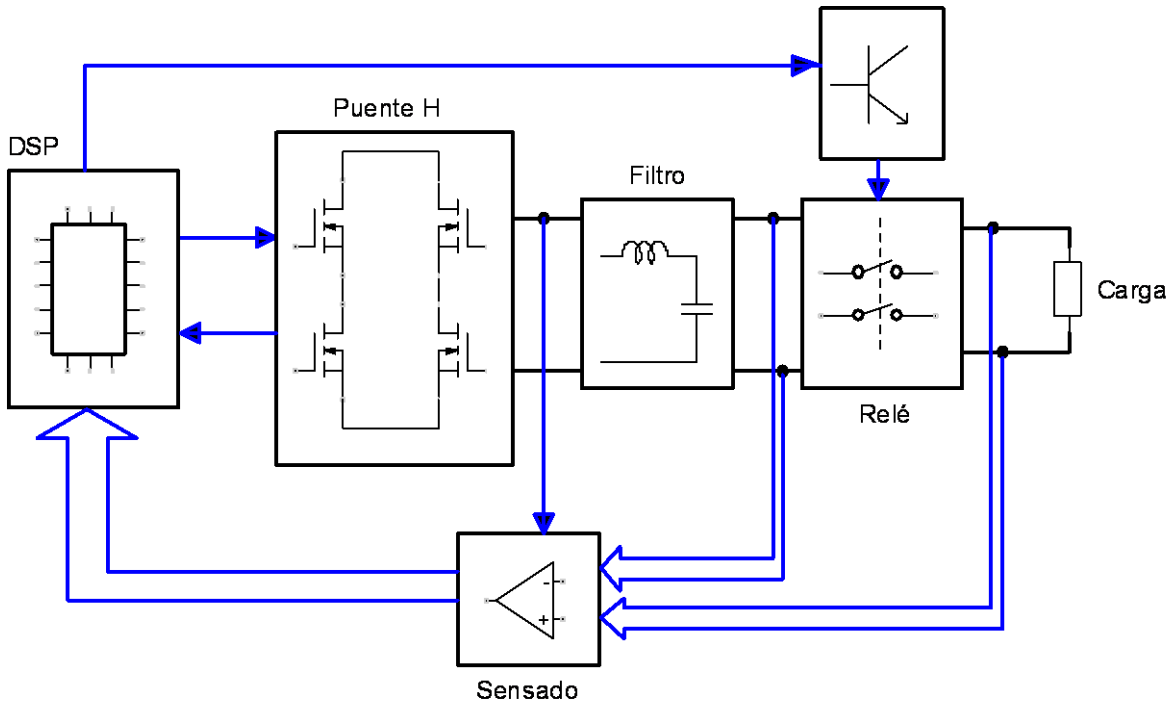
Tabla 19 Porcentajes de variación de la potencia activa, reactiva y de corriente pico en los generadores ante variación de impedancias y ganancias.

| | Porcentaje de variación de la Potencia Activa | | | | | | |
|---|---|---|-------------|---------|-------------|---------|--|
| | Generador 1 | | Generador 2 | | Generador 3 | | |
| | Delta Z | Delta G | Delta Z | Delta G | Delta Z | Delta G | |
| CASO 1 | -8,83 | 145,06 | 4,10 | -115,77 | 17,14 | -349,17 | |
| CASO 2 | 0,00 | 6,12 | 0,00 | -4,66 | -0,01 | -15,44 | |
| CASO 3 | 0,00 | -4,91 | 0,00 | 4,62 | 0,06 | 16,05 | |
| CASO 4 | 0,00 | -4,83 | 0,00 | 4,57 | 0,02 | 15,86 | |
| | Porcentaje de variación de la Potencia Reactiva | | | | | | |
| | Generador 1 | | Generador 2 | | Generador 3 | | |
| | Delta Z | Delta G | Delta Z | Delta G | Delta Z | Delta G | |
| CASO 1 | -27,78 | -433,23 | 19,79 | 345,03 | 71,63 | 1041,35 | |
| CASO 2 | -6,86 | 20,50 | 6,30 | -15,51 | 15,02 | -51,63 | |
| CASO 3 | -7,77 | -21,95 | 6,91 | 16,06 | 16,81 | 63,29 | |
| CASO 4 | -7,69 | -19,66 | 6,79 | 14,94 | 16,49 | 56,35 | |
| | Porcentaje de variación de la corriente pico | | | | | | |
| | Generador 1 | | Generador 2 | | Generador 3 | | |
| | Delta Z | Delta G | Delta Z | Delta G | Delta Z | Delta G | |
| CASO 1 | -6,34 | 100,00 | 4,06 | -32,11 | 17,04 | 90,45 | |
| CASO 2 | -0,03 | 6,09 | -0,03 | -4,64 | 0,00 | -15,35 | |
| CASO 3 | 0,00 | -5,21 | -0,03 | 4,58 | 0,00 | 16,45 | |
| CASO 4 | -4,97 | -4,97 | -0,03 | 4,44 | 0,00 | 15,71 | |
| CASO 1: Realimentación de volt | | CASO 2: Voltaje externo corriente interno | | | | | |
| CASO 3: Voltaje Interno corriente externo | | CASO 4: Tres lazos | | | | | |

8 CIRCUITOS PARA EL HARDWARE DE LOS INVERSORES

El diagrama de bloques para el hardware de cada uno de los inversores que se van a conectar en paralelo se presenta en la Figura 27, se observan las diferentes etapas utilizadas para su funcionamiento, los circuitos completos de la implementación se muestran en el Anexo 3 y se describen a continuación.

Figura 27 Hardware para un inversor monofásico a implementar.



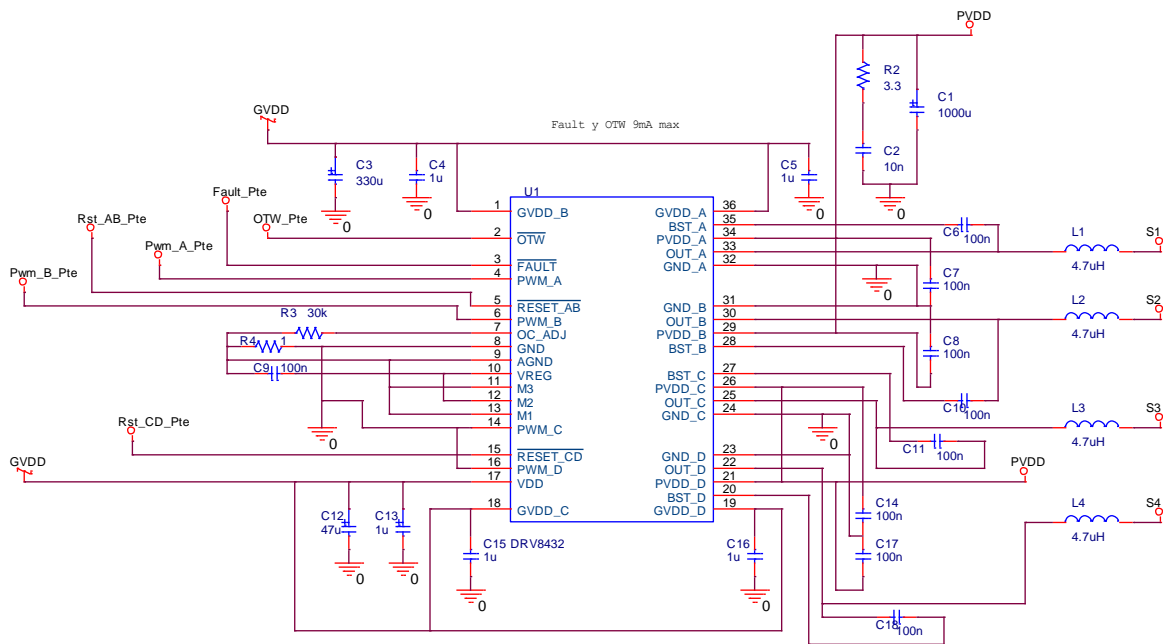
8.1 PUENTE H

Para la etapa de potencia del inversor se decide utilizar una topología en puente H debido a que permite mayor manejo de potencia y eficiencia que las topologías de medio puente. En la Figura 28 se presenta el esquemático para la implementación del puente H.

Se hace uso del circuito integrado DRV8432 de Texas instrument, el cual tiene dos puentes H que pueden ser configurados mediante los pines M1 a M3 para funcionamiento paralelo suministrando hasta 14A de corriente continua o 24A de pico. Está compuesto por mosfets de baja resistencia de encendido ($R_{DS(on)}=110m\Omega$), hasta 500KHz de frecuencia de conmutación.

Posee protecciones de bajo voltaje, sobre temperatura, sobre carga y cortocircuito que pueden ser verificadas mediante los pines OTW y fault. Debe ser polarizado con dos fuentes de alimentación, una de 12V (GVDD) para el circuito de control y otra de hasta 50V (PVDD) para el circuito de potencia.

Figura 28 Esquemático para la implementación del puente H DRV8432.



8.2 FILTRO DE SALIDA

Es el encargado de eliminar las componentes de alta frecuencia debidas a la conmutación. Es un filtro pasabajos LC con frecuencia de corte 1200Hz para permitir el paso hasta el armónico 20 teniendo en cuenta que la frecuencia fundamental de salida del inversor es 60Hz. El diseño del filtro según la potencia de cada inversor fue planteado en el capítulo 6. La bobina de salida se ha dividido en dos para ser ubicada en la línea superior y en la inferior de salida del puente antes del condensador, tal como se muestra en la Figura 29.

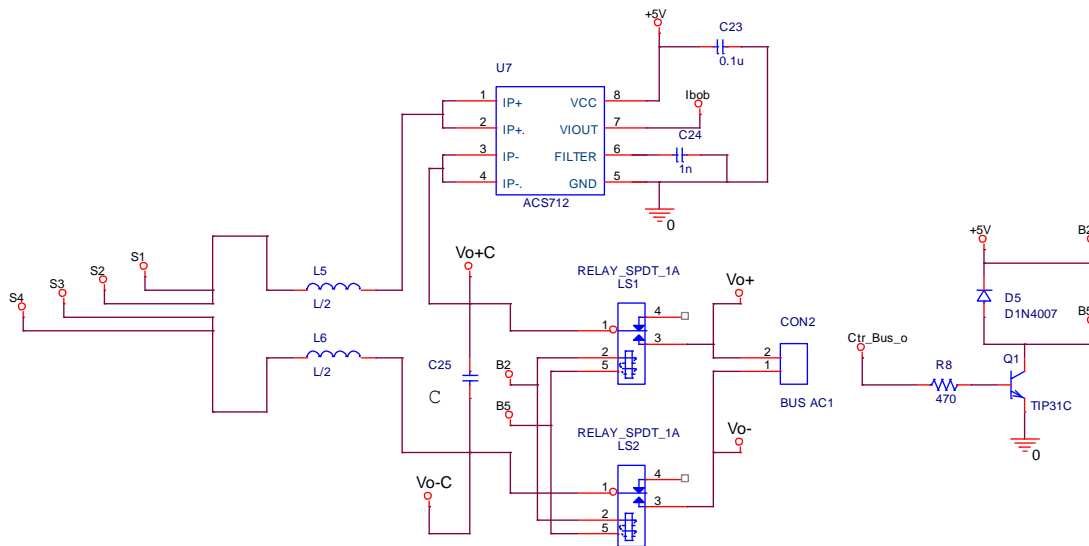
8.3 RELÉ

Después del filtro se adiciona un relé electromecánico que tiene la función de enganchar el inversor con la carga y los otros inversores en el momento en que las condiciones de tensión, frecuencia y fase sean adecuadas y el control envíe una señal a un transistor que permite su accionamiento (Figura 29).

8.4 SENSADO

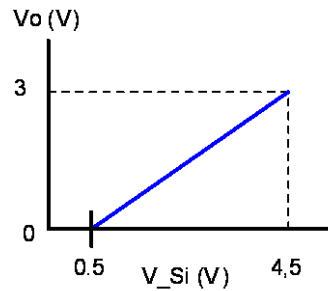
La etapa de sensado se encarga de captar las señales de corriente y voltaje del inversor para ser llevadas a un DSP TMS28F335, con el fin de que sean procesadas. La señal de corriente se sensa en la bobina por medio del circuito integrado ACS712 (Figura 29) el cual es basado en efecto Hall, con un rango de entrada de corriente de -20 a 20A y salida proporcional de 0.5 a 4.5V. Debido a que las entradas analógicas del DSP reciben señales de máximo 3V, es necesario acondicionar la salida del sensor de 0 a 3V, como se muestra en la Figura 30. La ecuación de transferencia para el acondicionamiento de señal de sensor de corriente se muestra en (52).

Figura 29 Filtro de salida y sensor de corriente.



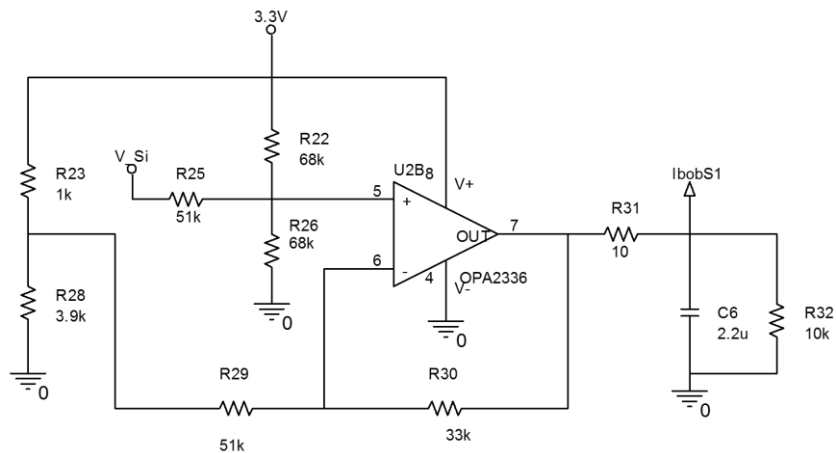
$$v_o = \frac{3}{4} S_{ibob} - \frac{3}{8} \quad (52)$$

Figura 30 Característica de transferencia para el acondicionamiento del sensor de corriente.



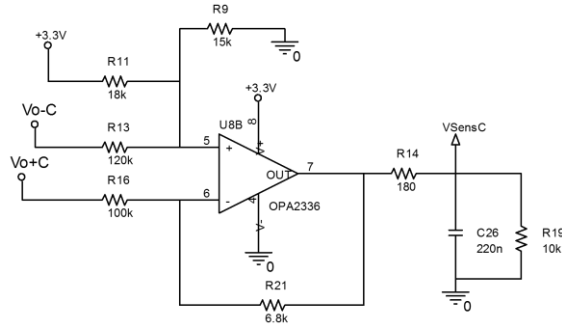
Para cumplir con la característica de transferencia se utiliza el circuito de la Figura 31.

Figura 31 Circuito para acondicionamiento del sensor de corriente.



En cuanto al voltaje de salida del inversor es sentido antes y después del relé (en la carga), con el objetivo de llevarlas al DSP para procesarlas y determinar el momento de accionar el relé. Se utiliza el circuito que se muestra en la Figura 32.

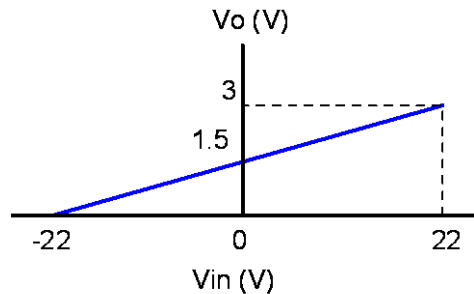
Figura 32 Circuito para sensar el voltaje de salida del inversor.



Al igual que con el sensor de corriente, es necesario acondicionar la ganancia del amplificador de tal forma que su máxima salida sea 3V, adecuada para la entrada analógica del DSP. Puesto que la salida del inversor es una señal que como máximo tendrá la tensión DC de entrada, se supone hacer el acondicionamiento con una tensión máxima de 22V, dos voltios menos que la fuente DC. Cuando la diferencia de tensión entre v_{o-c} y v_{o+c} sea -22V, la salida del circuito debe ser 0V, cuando la entrada sea +22V, la salida debe ser 3V, como se muestra en la Figura 33 y cuya ecuación de transferencia se muestra en (53).

$$v_o = \frac{3}{44} v_{in} + 1.5 \quad (53)$$

Figura 33 Característica de transferencia para el acondicionamiento del sensor de voltaje.



8.5 PROCESADOR DIGITAL DE SEÑAL DSP

Para realizar el control del inversor se utiliza el DSP TMS28F335 de Texas instrument asociado a un kit de desarrollo para su conexión y facilidad de acceso a los pines. En el DSP se llevan a cabo las siguientes tareas:

Adquisición de señales: Toma las señales de los sensores de corriente y de voltaje, las almacena en memoria y las procesa para determinar sus valores pico y rms.

Cálculo de Potencia: A partir de las señales de corriente y voltaje se calculan las potencias activa y reactiva que entrega el inversor.

Modulación SPWM: El DSP entrega las señales con modulación SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation) para la conmutación de los mosfets del puente. Se compara una señal triangular generada internamente, con dos señales senoidales una 180° desfasada, esto con el fin de generar cuatro señales de control, una para cada mosfet.

Control: En el DSP se programa el algoritmo de control para el inversor.

Lazo de enganche de fase (PLL: Phase Locked Loop) Se encarga de poner en fase y frecuencia la tensión de los inversores de manera independiente para indicar el momento adecuado para el enganche con la carga.

Testeo de alarmas: El DSP se encarga de revisar el estado del puente H en cuanto a los bits de alarma de sobre temperatura, sobre corriente y bajo voltaje.

Señales de control digital: Se encargan de activar o resetear el puente H, así como de la activación del relé para el enganche con la carga.

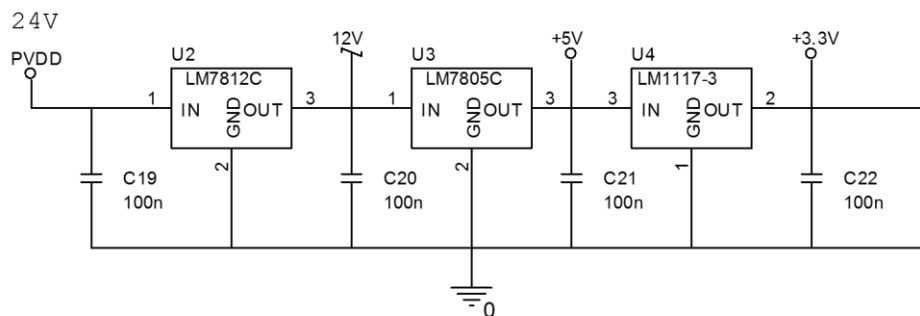
Indicación de Funcionamiento: Salida digital del DSP encargada de encender de manera intermitente un indicador led para mostrar el correcto funcionamiento del DSP.

Las señales digitales de salida y entrada al kit de desarrollo van a través de un driver CD4069UB.

8.6 FUENTES DE ALIMENTACIÓN

Para alimentar los circuitos se hace uso de reguladores lineales en cascada alimentados a partir de la fuente de potencia principal del inversor, se tienen salidas de 12V, 5V y 3.3V, como se muestra en la Figura 34.

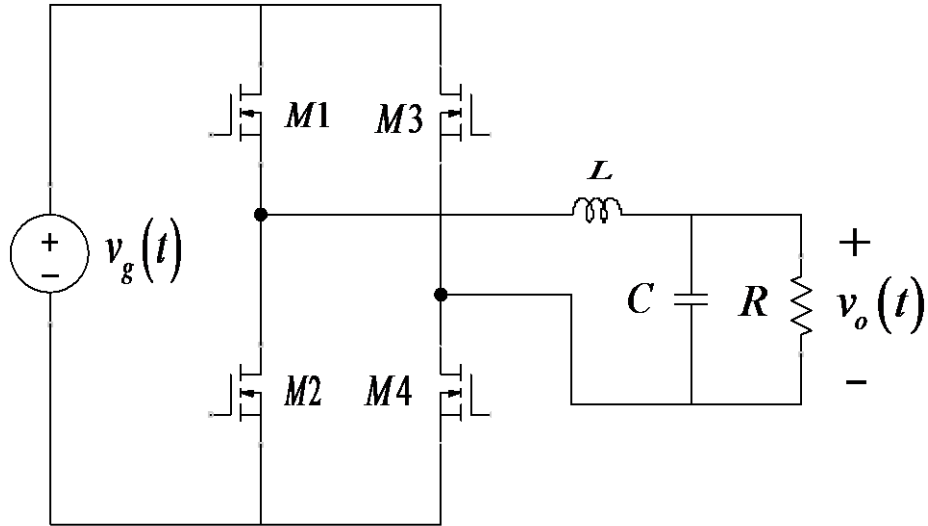
Figura 34 Reguladores para la alimentación del hardware.



9 MODELADO DEL INVERSOR

En esta sección se presenta la obtención del modelo conmutado y de señal pequeña para un convertidor tipo puente como se muestra en la Figura 35. Inicialmente el modelo se obtiene asociando el condensador del filtro de salida con la carga. La conmutación de los mosfets en el puente se realiza utilizando modulación unipolar.

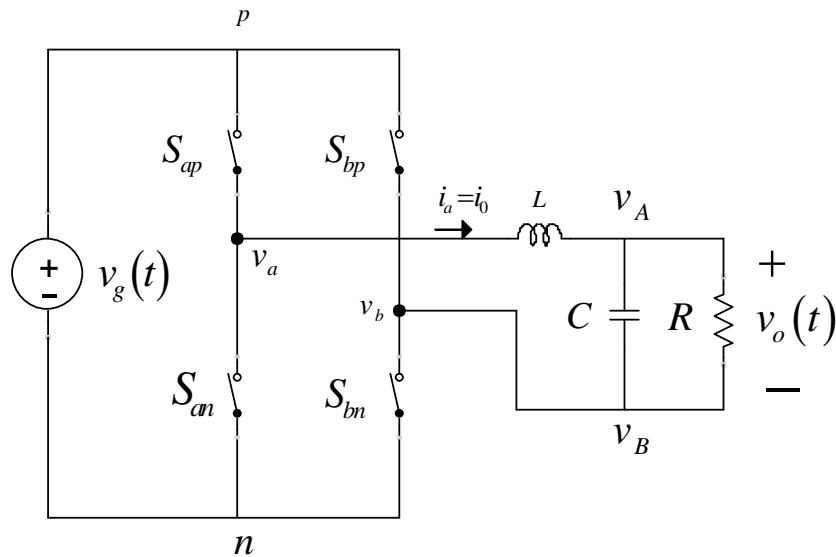
Figura 35 Puente H para la obtención del modelo del inversor.



9.1 ANÁLISIS CON LA MODULACIÓN EMPLEADA.

Para realizar el análisis con la modulación unipolar se plantea tener en cuenta cada mosfet como un interruptor ideal y considerar las variables de conmutación que se presentan en la Figura 36.

Figura 36 Puente H con interruptores ideales.



Se deben tener en cuenta las diferentes combinaciones de encendido y apagado que pueden presentar los interruptores en la Figura 36 y considerar que la conmutación no debe permitir el cortocircuito del condensador ni de la fuente de entrada y no dejar en circuito abierto la bobina.

Es de interés encontrar las funciones de voltaje entre los puntos a y b y la corriente de entrada, así:

$$v_{ab} = f_{ab}(s_{ab}, v_g)$$

$$i_g = f_{ab}(s_{ab}, i_a, i_b)$$

Además se define que:

$$s_{ip} + s_{in} = 1; \quad i \in \{a, b\}$$

Y la función de conmutación:

$$s_i = s_{ip} = 1 - s_{in}; \quad i \in \{a, b\}$$

Al analizar la conmutación de los interruptores se obtiene la Tabla 20

Tabla 20 Estados de conmutación para el puente inversor ideal.

| s_a | s_b | $s_a - s_b$ | i_g | v_{ab} |
|-------|-------|-------------|-------|----------|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | -1 | i_b | $-v_g$ |
| 1 | 0 | 1 | i_a | v_g |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |

Para determinar el voltaje instantáneo v_{ab} se utiliza la ecuación (54):

$$v_{ab} = (s_a - s_b)v_g = s_{ab}v_g \quad (54)$$

Así mismo para determinar la corriente instantánea de entrada se usa (55):

$$i_g = s_a i_a + s_b i_b = s_a i_a - s_b i_a = s_{ab} i_a = s_{ab} i_o \quad (55)$$

Observando la Figura 36 se determina v_{AB} e i_o , así:

$$v_{AB} = v_{ab} - L \frac{di_o}{dt}$$

$$i_o = C \frac{dv_{AB}}{dt} + \frac{v_{AB}}{R}$$

Reorganizando para dejar el diferencial solo, se tiene (56).

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{1}{L}(v_{ab} - v_{AB}) \quad (56)$$

$$\frac{dv_{AB}}{dt} = \frac{1}{C}i_o - \frac{1}{RC}v_{AB}$$

Remplazando (54) en (56) se tiene las ecuaciones diferenciales voltaje y corriente de salida, así como de la corriente de entrada (57).

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{1}{L}s_{ab}v_g - \frac{1}{L}v_{AB}$$

$$\frac{dv_{AB}}{dt} = \frac{1}{C}i_o - \frac{1}{RC}v_{AB} \quad (57)$$

$$i_g = s_{ab}i_o$$

Para obtener el modelo promedio se aplica el operador promedio (58) al ciclo útil de conmutación, ciclo por rama y de línea a línea, así:

$$\bar{x}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) d\tau \quad (58)$$

Ciclo útil de conmutación:

$$d_{ap} = \bar{s}_{ap} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t s_{ap}(\tau) d\tau$$

Ciclo útil por rama:

$$d_a = d_{ap} = 1 - d_{an}$$

Ciclo útil de línea a línea:

$$d_{ab} = \bar{s}_{ab} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t s_{ab}(\tau) d\tau = d_a - d_b$$

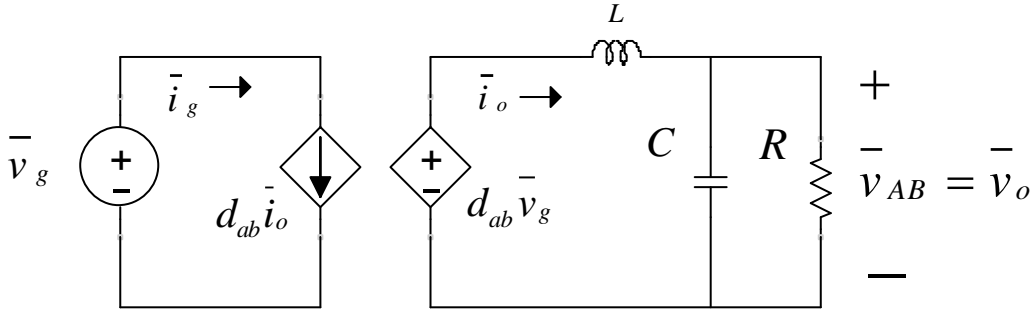
Aplicando el operador promedio a (54) se obtiene el valor promedio v_{ab} dado en (59)

$$\bar{v}_{ab} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t s_{ab}(\tau) v_g(\tau) d\tau \approx \bar{s}_{ab} \bar{v}_g = d_{ab} \bar{v}_g \quad (59)$$

Aplicando (58) a (57) se obtienen las ecuaciones del modelo promedio del inversor mostradas en (60) y a partir de las cuales se realiza su circuito equivalente tal como se muestra en la Figura 37.

$$\begin{aligned}\frac{d\bar{i}_o}{dt} &= \frac{1}{L} d_{ab} \bar{v}_g - \frac{1}{L} \bar{v}_{AB} \\ \frac{d\bar{v}_{AB}}{dt} &= \frac{1}{C} \bar{i}_o - \frac{1}{RC} \bar{v}_{AB} \\ \bar{i}_g &= d_{ab} \bar{i}_o\end{aligned}\quad (60)$$

Figura 37 Circuito equivalente del modelo promedio del inversor con modulación unipolar.



9.2 MODELO DE SEÑAL PEQUEÑA

Las ecuaciones presentadas en (60) representan el modelo equivalente promedio del inversor, a partir de estas se procederá a obtener un modelo considerando las variables involucradas sabiendo que están compuestas por un componente DC más pequeñas perturbaciones AC sobre el valor DC según (61):

$$\begin{aligned}\bar{v}_g(t) &= V_g + \hat{v}_g(t) \\ \bar{v}_o(t) &= V_o + \hat{v}_o(t) \\ \bar{i}_o(t) &= I + \hat{i}(t) \\ \bar{i}_g(t) &= I_g + \hat{i}_g(t) \\ d_{ab}(t) &= D + \hat{d}(t)\end{aligned}\quad (61)$$

Remplazando (61) en (60) se obtiene (62).

$$\begin{aligned}\frac{d(I + \hat{i}(t))}{dt} &= \frac{1}{L} (D + \hat{d}(t)) (V_g + \hat{v}_g(t)) - \frac{1}{L} (V_o + \hat{v}_o(t)) \\ \frac{d(V_o + \hat{v}_o(t))}{dt} &= \frac{1}{C} (I + \hat{i}(t)) - \frac{1}{RC} (V_o + \hat{v}_o(t)) \\ (I_g + \hat{i}_g(t)) &= (D + \hat{d}(t)) (I + \hat{i}(t))\end{aligned}\quad (62)$$

Multiplicando y agrupando términos en (62) se obtienen los términos DC y de primer orden, así:

Términos DC

$$0 = \frac{1}{L} D V_g - \frac{1}{L} V_o$$

$$0 = \frac{1}{C} I - \frac{1}{RC} V_o$$

$$I_g = DI$$

Términos de primer orden

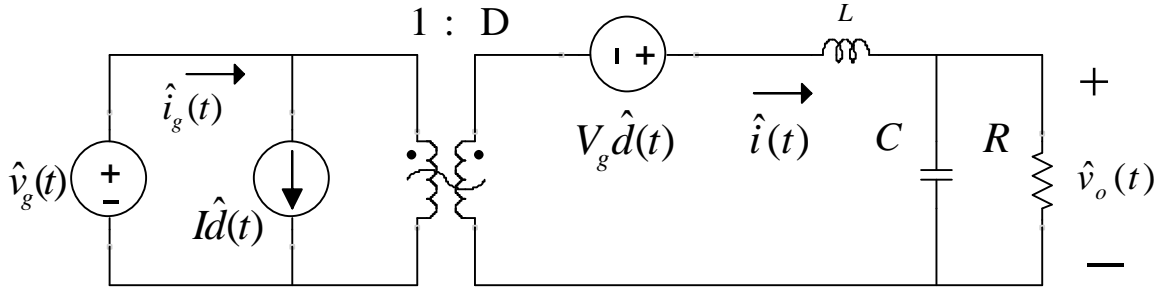
$$\frac{d\hat{i}(t)}{dt} = \frac{1}{L} D \hat{v}_g(t) + \frac{1}{L} \hat{d}(t) V_g - \frac{1}{L} \hat{v}_o(t)$$

$$\frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} = \frac{1}{C} \hat{i}(t) - \frac{1}{RC} \hat{v}_o(t) \quad (63)$$

$$\hat{i}_g(t) = D \hat{i}(t) + \hat{d}(t) I$$

A partir de (63) se obtiene el circuito equivalente de señal pequeña para el inversor con modulación unipolar, como se muestra en la Figura 38.

Figura 38 Circuito equivalente de pequeña señal para el inversor con modulación unipolar.



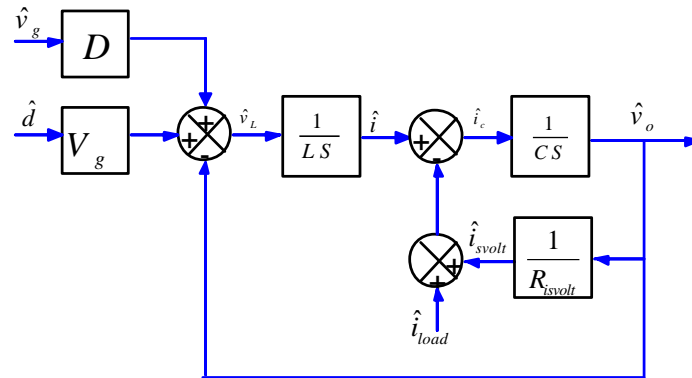
9.3 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL INVERSOR EN LAZO CERRADO

A partir de las ecuaciones del voltaje en la bobina y de la corriente en el condensador mostradas en (63), escritas nuevamente en (64) y que representan las ecuaciones lineales del inversor, se obtiene su diagrama de bloques tal como se muestra en la Figura 39. Se ha tenido en cuenta que la corriente de salida del inversor es la suma de la corriente en la carga (\hat{i}_{load}) más la corriente que el inversor entrega al circuito para el sensado de su voltaje de salida. Cuando no hay carga en el inversor, éste ve la impedancia de entrada del sensor de voltaje (R_{svolt}), suministrándole la corriente \hat{i}_{svolt} .

$$L \frac{d\hat{i}(t)}{dt} = \hat{v}_L(t) = D \hat{v}_g(t) + \hat{d}(t) V_g - \hat{v}_o(t)$$

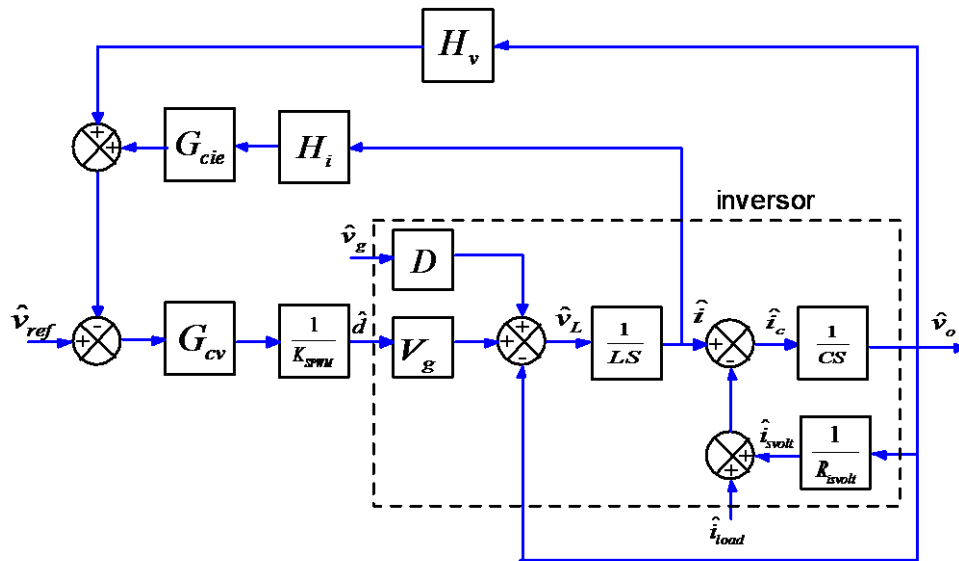
$$C \frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} = \hat{i}_c(t) = \hat{i}(t) - (\hat{i}_{svolt}(t) + \hat{i}_{load}(t)) \quad (64)$$

Figura 39 Diagrama de bloques de las ecuaciones de un inversor en lazo abierto.



Al diagrama de bloques de la Figura 39, se le adiciona la realimentación seleccionada en el capítulo 7 con el fin de poder determinar las funciones de transferencia y la impedancia de salida en lazo cerrado del inversor. El diagrama de bloques con realimentación se muestra en la Figura 40.

Figura 40 Diagrama de bloques del inversor realimentado.



Las variables indicadas en las figuras Figura 39 y Figura 40 son:

- \hat{i} Corriente en la bobina
- \hat{i}_{svolt} Corriente entregada al sensor de voltaje
- \hat{i}_{load} Corriente en la carga
- \hat{v}_g Variaciones del voltaje de entrada
- \hat{d} Variación del ciclo útil
- \hat{v}_o Variación del voltaje de salida
- G_{cv} Ganancia del controlador de voltaje
- K_{SPWM} Ganancia del PWM

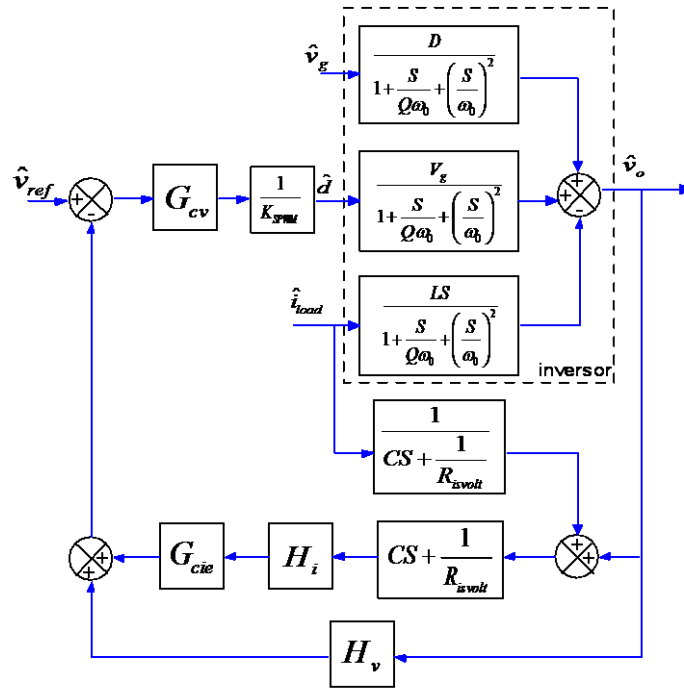
G_{cie} Ganancia del lazo de corriente

H_i Ganancia del sensor de corriente

H_v Ganancia del sensor de voltaje

La entrada del diagrama de bloques es \hat{d} , entre tanto \hat{v}_g e \hat{i}_{load} se toman como perturbaciones. La salida es \hat{v}_o . Realizando diferentes operaciones de simplificación con algebra de bloques según Distefano et al¹⁸, se obtiene la Figura 41.

Figura 41 Diagrama de bloques simplificado de un inversor realimentado.



En la Figura 41 se presenta la ecuación característica del filtro de segundo orden de salida del inversor¹⁹, escrita nuevamente en la ecuación (65).

$$\frac{1}{1 + \frac{S}{Q\omega_0} + \left(\frac{S}{\omega_0}\right)^2} \quad (65)$$

La frecuencia de corte ω_0 del filtro corresponde al inverso de la raíz de LC:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

¹⁸ Distefano, J. and A. Stubberud (1991). Retroalimentación y sistemas de control.

¹⁹ Erickson, R. W. and D. Maksimovic (2004). Fundamental of powers electronics. New York, Kluwer Academic.

Y el factor de calidad a:

$$Q = R_{isvolt} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

Cada uno de los inversores a implementar tiene la misma frecuencia de corte y el mismo factor de calidad, ya que como se demostró, los valores de L y C para el filtro deben ser proporcionales según la potencia que entrega cada inversor.

Las variaciones del voltaje de salida del convertidor se deben a cambios en el ciclo útil de conmutación o a cambios en la fuente DC de entrada y la corriente de carga, se pueden expresar según (66).

$$\hat{v}_0(s) = G_{vd}(s)\hat{d}(s) + G_{vg}(s)\hat{v}_g(s) - Z_{out}(s)\hat{i}_{load}(s) \quad (66)$$

Donde

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_g(s)=0}$$

$$G_{vg}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0}$$

$G_{vd}(s)$ es la función de transferencia del voltaje de salida como función del ciclo útil y $G_{vg}(s)$ es la función de transferencia del voltaje de entrada al voltaje de salida.

A partir de la Figura 41 y la ecuación (66) se pueden observar las funciones de transferencia ((67) y (68)) y la impedancia de salida (69), así:

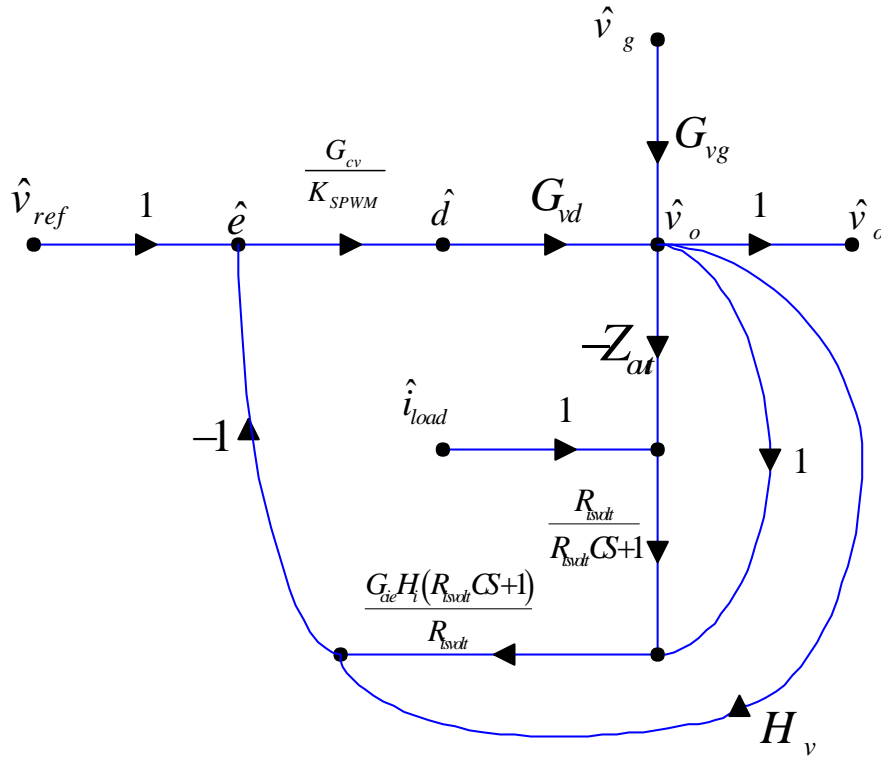
$$G_{vg} = \frac{D}{1 + \frac{S}{Q\omega_0} + \left(\frac{S}{\omega_0}\right)^2} \quad (67)$$

$$G_{vd} = \frac{V_g}{1 + \frac{S}{Q\omega_0} + \left(\frac{S}{\omega_0}\right)^2} \quad (68)$$

$$Z_{out} = \frac{LS}{1 + \frac{S}{Q\omega_0} + \left(\frac{S}{\omega_0}\right)^2} \quad (69)$$

Para analizar el funcionamiento del inversor en lazo cerrado se convierte el diagrama de bloques de la Figura 41 en el diagrama de flujo de señales que se muestra en la Figura 42, a partir de la cual y basados en Kuo²⁰ se determinan las siguientes funciones de transferencia:

Figura 42 Diagrama de flujo de señales para el inversor realimentado.



Función de transferencia de salida a referencia \hat{v}_o/\hat{v}_{ref}

Esta función relaciona el voltaje de salida con el voltaje de referencia que se aplica al inversor.

Trayectoria directa

$$M_1 = \frac{G_{cv}G_{vd}}{K_{SPWM}} \quad (70)$$

Ganancia de mallas

$$L_{11} = -\frac{G_{cv}G_{vd}H_v}{K_{SPWM}} \quad (71)$$

$$L_{21} = -\frac{G_{cv}G_{vd}G_{cie}H_i}{K_{SPWM}} \left(CS + \frac{1}{R_{isvolt}} \right) \quad (72)$$

²⁰ Kuo, B. C. (1996). Sistemas control automático 7ED, Prentice Hall.

$$\begin{aligned}\Delta_1 &= 1 \\ \Delta &= 1 - \sum_i L_{i1} \\ \Delta &= 1 + \left(H_v + G_{cie} H_i \left(\frac{R_{isvolt} CS + 1}{R_{isvolt}} \right) \right) \left(\frac{G_{cv} G_{vd}}{K_{SPWM}} \right)\end{aligned}\quad (73)$$

La función de transferencia de salida a referencia es:

$$\frac{\hat{v}_0}{\hat{v}_{ref}} = \frac{\frac{G_{cv} G_{vd}}{K_{SPWM}}}{1 + H_v \frac{G_{cv} G_{vd}}{K_{SPWM}} + G_{cie} H_i \left(CS + \frac{1}{R_{isvolt}} \right) \frac{G_{cv} G_{vd}}{K_{SPWM}}}\quad (74)$$

Función de transferencia de salida a fuente de entrada \hat{v}_o/\hat{v}_g

Esta función relaciona el voltaje de salida con el voltaje de la fuente DC de entrada del inversor.

Trayectoria directa

$$M_1 = G_{vg}\quad (75)$$

Ganancia de mallas

$$\Delta = 1 + \frac{H_v G_{cv} G_{vd}}{K_{SPWM}} + \frac{G_{cie} H_i \left(\frac{R_{isvolt} CS + 1}{R_{isvolt}} \right) G_{cv} G_{vd}}{K_{SPWM}}\quad (76)$$

La función de transferencia de salida a fuente de entrada es:

$$\frac{\hat{v}_0}{\hat{v}_g} = \frac{G_{vg}}{1 + H_v \frac{G_{cv} G_{vd}}{K_{SPWM}} + G_{cie} H_i \left(CS + \frac{1}{R_{isvolt}} \right) \frac{G_{cv} G_{vd}}{K_{SPWM}}}\quad (77)$$

Función de transferencia de voltaje de salida a corriente de carga $\hat{v}_0/-\hat{i}_{load}$

Trayectorias directas

$$\begin{aligned}M_1 &= Z_{out} \\ M_2 &= \frac{G_{cie} H_i G_{cv} G_{vd}}{K_{SPWM}}\end{aligned}\quad (78)$$

Ganancia de mallas

$$\Delta = 1 + \frac{H_v G_{cv} G_{vd}}{K_{SPWM}} + \frac{G_{cie} H_i \left(\frac{R_{isvolt} CS + 1}{R_{isvolt}} \right) G_{cv} G_{vd}}{K_{SPWM}} \quad (79)$$

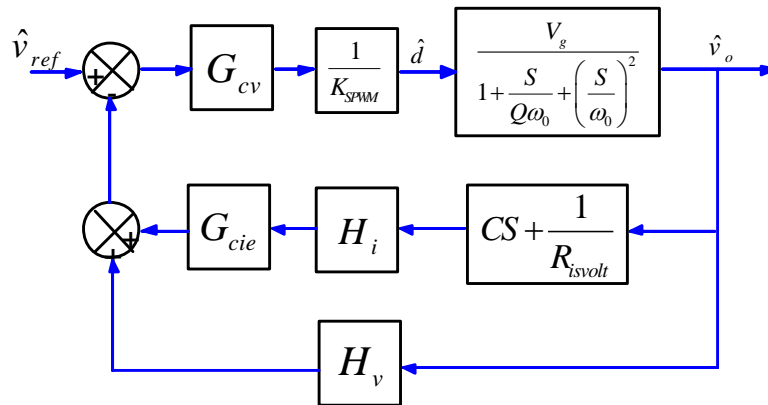
La función de transferencia de voltaje de salida a corriente de carga es:

$$\frac{\hat{v}_0}{-\hat{i}_{load}} = \frac{Z_{out} + G_{cie} H_i \frac{G_{cv} G_{vd}}{K_{SPWM}}}{1 + H_v \frac{G_{cv} G_{vd}}{K_{SPWM}} + G_{cie} H_i \left(CS + \frac{1}{R_{isvolt}} \right) \frac{G_{cv} G_{vd}}{K_{SPWM}}} \quad (80)$$

10 DISEÑO DEL CONTROLADOR

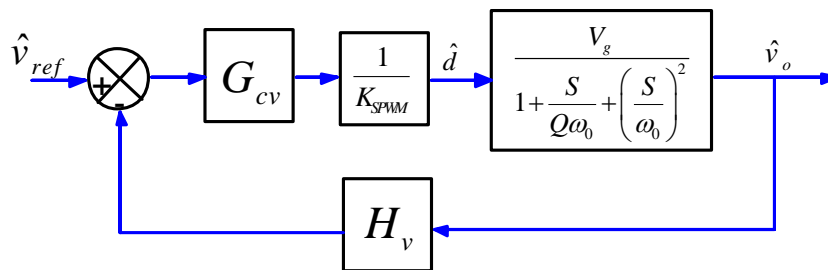
Para el diseño del controlador se considera que las variaciones de la fuente DC del inversor (\hat{v}_g) y las variaciones de corriente en la carga (\hat{i}_{load}) son cero, por lo tanto se utiliza el diagrama de bloques de la Figura 43.

Figura 43 Diagrama de bloques del inversor con perturbaciones iguales a cero.



Ahora, a partir de la Figura 43 se puede aproximar la realimentación de corriente a cero ya que G_{cie} es muy pequeña. Por lo tanto para el diseño del controlador se utiliza el diagrama de bloques de la Figura 44.

Figura 44 Diagrama de bloques para el diseño del controlador de voltaje.

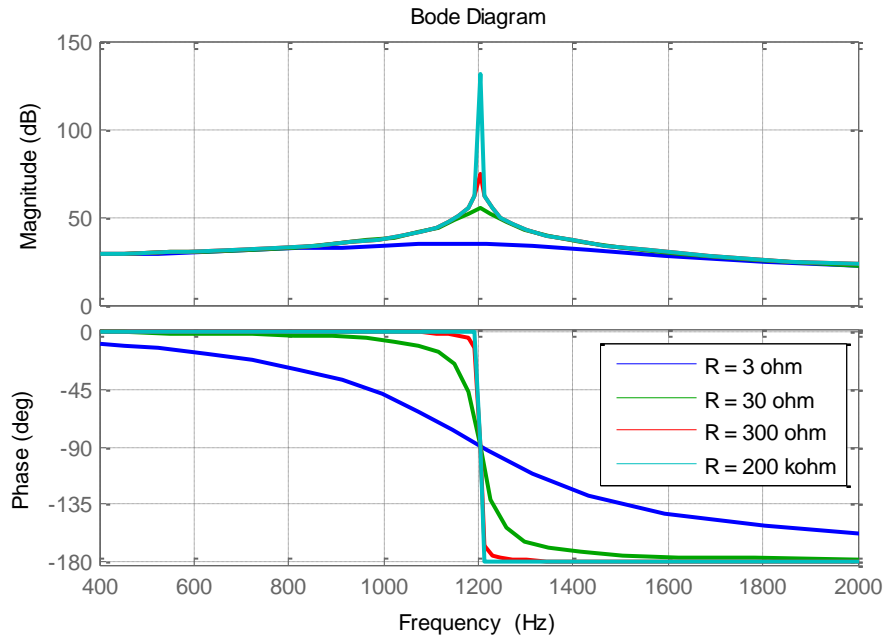


Para el diseño del controlador se utiliza la función de transferencia de peor factor de calidad ya que es la que peor se comporta en fase y sobre pico en la frecuencia de corte. Éste valor se da cuando el inversor no tiene carga y la única resistencia que ve en su salida es la resistencia del amplificador de sensado (R_{ismvlt}). Al poner carga al inversor, su factor de calidad cambiará haciéndose menor. En la Figura 45 se muestra el diagrama de bode para diferentes factores de calidad, con resistencias de carga de 3Ω , 300Ω , 3000Ω y con la resistencia de entrada del amplificador para el sensor de voltaje.

Para el diseño del controlador se tienen en cuenta las especificaciones del inversor de 40W y el artículo de Tajuddin y Rahim²¹.

²¹ Tajuddin, M. F. N. and N. A. Rahim (2009). Small-signal AC modeling technique of Buck converter with DSP based Proportional-Integral-Derivative (PID) controller. Industrial Electronics & Applications, 2009. ISIEA 2009. IEEE Symposium on.

Figura 45 Diagrama de bode para diferentes factores de calidad del inversor Q.



10.1 CONTROLADOR DE VOLTAJE

En la Tabla 21 se resumen las especificaciones del hardware para un inversor de 40W.

Tabla 21 Especificaciones del inversor de 40W para diseñar el controlador.

| | | | |
|---------------------|-----------------|----------------------------|------------------------|
| Voltaje de entrada | $V_g = 24V$ | Frecuencia de conmutación | $F_S = 48 \text{ KHz}$ |
| Condensador | $C = 100\mu F$ | Resistencia Sensor Voltaje | $R_{isvolt} = 200K$ |
| Bobina | $L = 175 \mu H$ | Ganancia en DC | $G_{DC} = 24$ |
| Frecuencia de corte | 1203.1 Hz | Factor de calidad | $Q = 151190$ |

A partir de la ecuación (68) y los datos de la Tabla 21 se obtiene la función de transferencia de salida a ciclo útil mostrada en (81).

$$G_{vd} = \frac{V_g}{1 + \frac{S}{Q\omega_0} + \left(\frac{S}{\omega_0}\right)^2} = \frac{24}{1.75 \times 10^{-8} S^2 + 8.75 \times 10^{-10} S + 1} \quad (81)$$

Se determina la ganancia de lazo $T(s)$ según (82)

$$T(S) = \frac{H_v G_{vd}}{K_{SPWM}} = \frac{0.5}{1.75 \times 10^{-8} S^2 + 8.75 \times 10^{-10} S + 1} \quad (82)$$

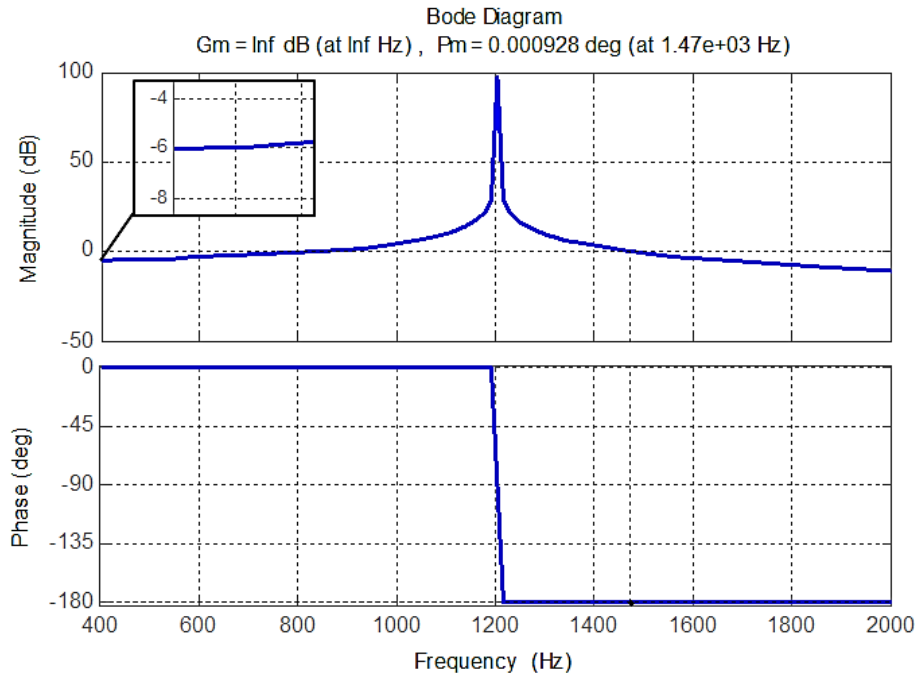
Haciendo $S=0$ en la ecuación (82) se determina la ganancia DC del lazo del sistema sin compensar, así:

$$T_u(0) = 0.5 \equiv -6.021dB \quad (83)$$

En la Figura 46 se muestra la gráfica del margen de fase (Pm) y el margen de ganancia (Gm) para la función T o ganancia de lazo (82) sin compensar, se aprecian sus valores según (84).

$$Gm = \text{Inf } dB \quad Pm = 0.000928^\circ \text{ a } 1.47\text{KHz} \quad (84)$$

Figura 46 Margen de fase y de ganancia de la función T sin compensar.



Posteriormente se selecciona la frecuencia de “crossover” que típicamente se elige entre un decimo y un quinto de la frecuencia de conmutación (85).

$$f_c = \frac{1}{5} f_s = 9600\text{Hz} \quad (85)$$

Se diseña ahora un compensador PD asumiendo un margen de fase de 52° teniendo en cuenta que Ang²² recomienda un margen de fase comprendido entre 45° y 70° para fuentes conmutadas. Se calcula la frecuencia del cero (86) y del polo (87).

$$f_z = f_c \sqrt{\frac{1 - \sin(pm)}{1 + \sin(pm)}} = 9600 \sqrt{\frac{1 - \sin(52^\circ)}{1 + \sin(52^\circ)}} = 3305.5\text{Hz} \quad (86)$$

$$f_p = f_c \sqrt{\frac{1 + \sin(pm)}{1 - \sin(pm)}} = 9600 \sqrt{\frac{1 + \sin(52^\circ)}{1 - \sin(52^\circ)}} = 27.88\text{KHz} \quad (87)$$

²² Ang, S. S. and A. Oliva (2005). Power-Switching Converters, Second Edition, Taylor & Francis Group.

Se determina la ganancia de compensación en bajas frecuencias

$$G_{co} = \left(\frac{f_c}{f_0} \right)^2 \frac{1}{T_u(0)} \sqrt{\frac{f_z}{f_p}} = 43.8472 \quad (88)$$

Se diseña un compensador en atraso (*lag*) eligiendo su frecuencia (f_L) de un decimo de la frecuencia de “*crossover*” (89).

$$f_L = \frac{1}{10} f_c = 960\text{Hz} \quad (89)$$

Recopilando, las ecuaciones (90) a (92) representan el controlador de voltaje diseñado.

$$G_{cv}(S) = G_{co} \frac{\left(1 + \frac{S}{\omega_z}\right) \left(1 + \frac{\omega_L}{S}\right)}{\left(1 + \frac{S}{\omega_p}\right)} \quad (90)$$

$$G_{cv}(S) = 43.8472 \frac{\left(1 + \frac{S}{20769.07}\right) \left(1 + \frac{6031.86}{S}\right)}{\left(1 + \frac{S}{175175.21}\right)} \quad (91)$$

$$G_{cv} = \frac{2.111 \times 10^{-3} S^2 + 56.58 S + 2.645 \times 10^5}{5.708 \times 10^{-6} S^2 + S} \quad (92)$$

En la Figura 47 se muestra el diagrama de bode de la función T con el compensador diseñado, se indica el margen de fase de $46,4^\circ$ y de ganancia de -25dB y en la Figura 48 se muestra el diagrama de bode de la salida a referencia ($T/(1+T)$) con el controlador de voltaje, se aprecia que la ganancia en bajas frecuencias es 0dB y una fase de 93.3° en 12.6KHz .

En la Figura 49 se presenta el diagrama de bode de la comparación del efecto producido al cambiar la resistencia de carga del inversor con la función de control de voltaje. Se observa que con un cambio de 3Ω (resistencia de carga nominal) a 200K (resistencia de sensado) la ganancia en bajas frecuencias sigue siendo 0dB y el sobre pico en la frecuencia de corte varia ligeramente. Se puede inferir que el controlador funciona correctamente.

Figura 47 Margen de fase y de ganancia para la función T con el compensador diseñado.

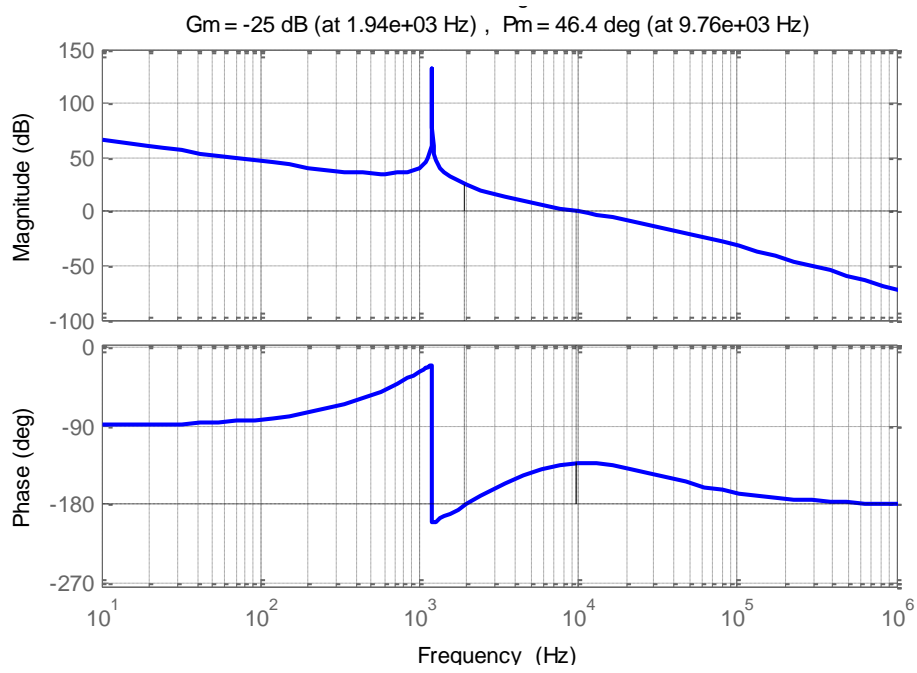


Figura 48 Diagrama de bode de la función T/(1+T) con Gcv.

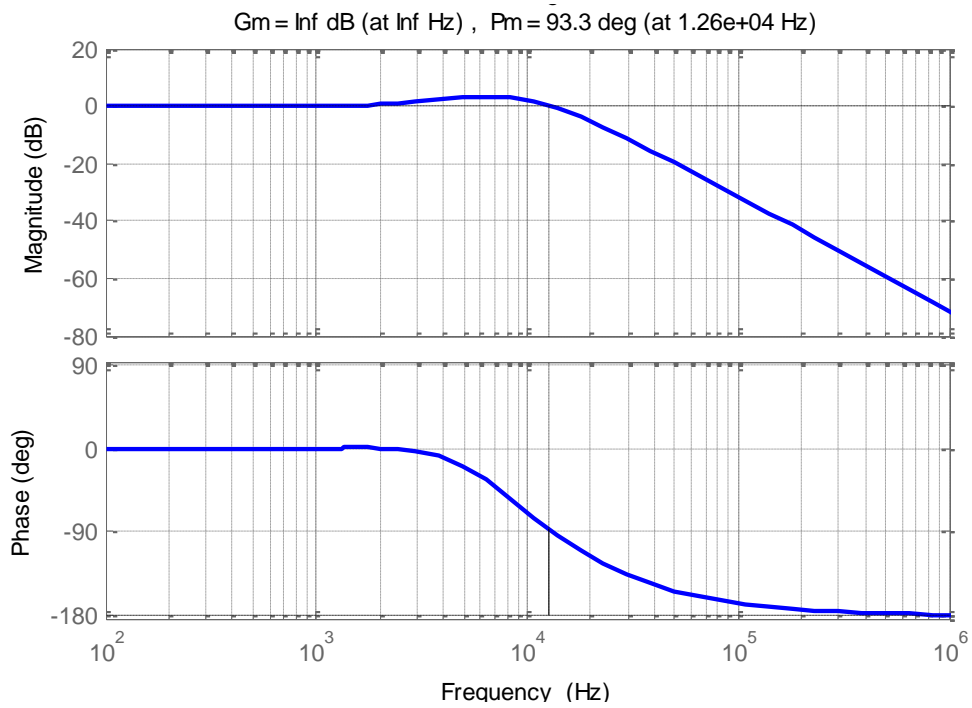
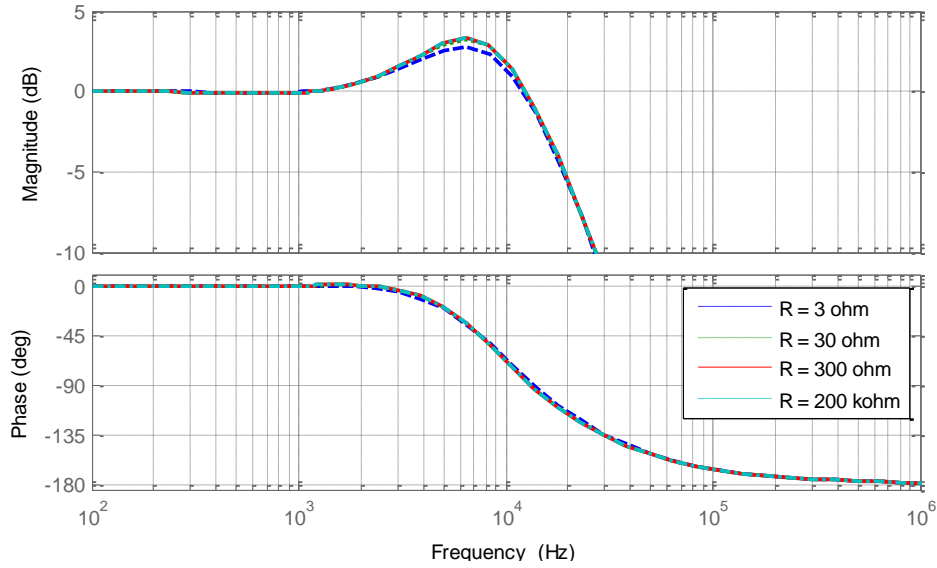


Figura 49 Diagrama de bode de la función $T/(1+T)$ ante cambios en la resistencia de carga.



10.2 GANANCIA DEL LAZO DE CORRIENTE

Continuando con la realimentación propuesta se adiciona el lazo de corriente, con las especificaciones presentadas en la Tabla 22. La ganancia de corriente G_{cie} es usada para disminuir la distorsión de voltaje que se produce cuando se alimentan cargas no lineales debido a los altos picos de corriente que exigen tales cargas. Se considera añadir el 1% de la señal de corriente al voltaje, a través del sensor de corriente de ganancia $H_i=1$ V/A.

Tabla 22 Especificaciones para la realimentación de corriente.

| | |
|-------------------|-----------------------------------|
| G_{cie} | 1/100 |
| H_i | 1 |
| $CS+1/R_{isvolt}$ | $100 \times 10^{-6} S + 1/200000$ |

La función de transferencia de salida a referencia, para el control total con realimentación de voltaje y corriente anteriormente presentada en (74) es expandida en (93).

$$\frac{\hat{v}_0}{\hat{v}_{ref}} = \frac{G_{cv} \frac{1}{K_{SPWM}} \frac{V_g}{1 + \frac{S}{Q\omega_0} + \left(\frac{S}{\omega_0}\right)^2}}{1 + H_v G_{cv} \frac{1}{K_{SPWM}} \frac{V_g}{1 + \frac{S}{Q\omega_0} + \left(\frac{S}{\omega_0}\right)^2} + G_{cie} H_i \left(CS + \frac{1}{R_{isvolt}} \right) G_{cv} \frac{1}{K_{SPWM}} \frac{V_g}{1 + \frac{S}{Q\omega_0} + \left(\frac{S}{\omega_0}\right)^2}} \quad (93)$$

Realizando variaciones en la ganancia de corriente de 1, 0.1, 0.01 y 0.005 en la función (93), se muestra su diagrama de bode en la Figura 50. Se observa que entre más grande es la ganancia de corriente, se disminuye el ancho de banda. Los casos que no reducen en gran medida el ancho de

banda comparado con el solo controlador de voltaje son $G_{ic}=0.01$ y $G_{ic}=0.005$. En la Figura 51 se muestra la comparación de los diagramas de bode cuando la ganancia de corriente es cero y 0.005.

Figura 50 Diagrama de Bode de salida a referencia con realimentación de voltaje y corriente.

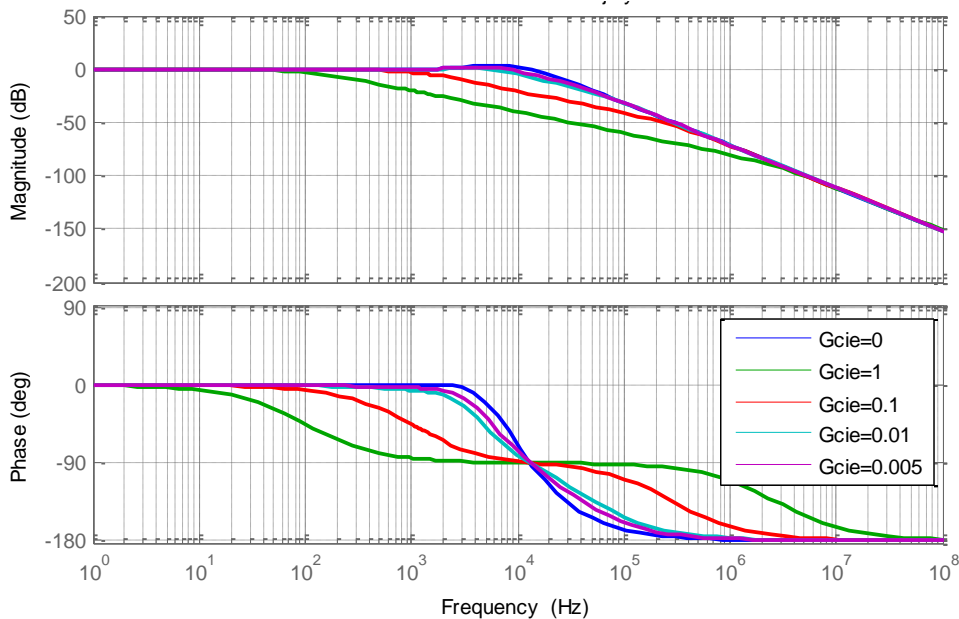
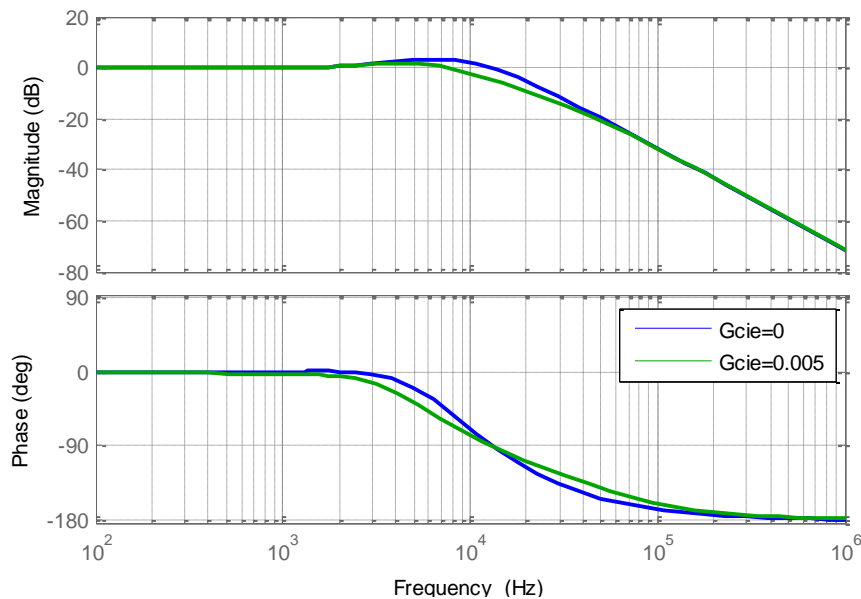


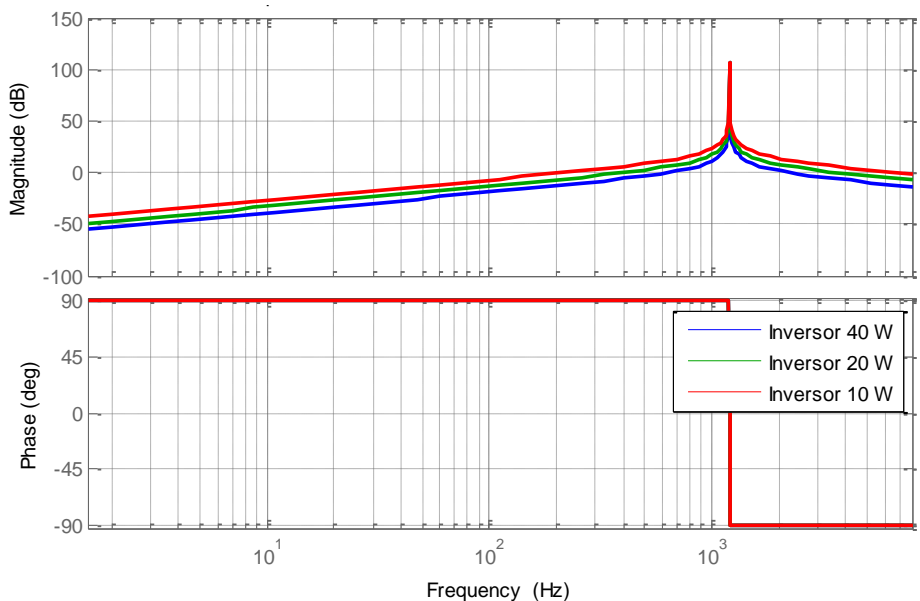
Figura 51 Diagrama de bode de comparación entre $G_{cie}=0$ y $G_{cie}=0.005$.



10.3 IMPEDANCIA DE SALIDA

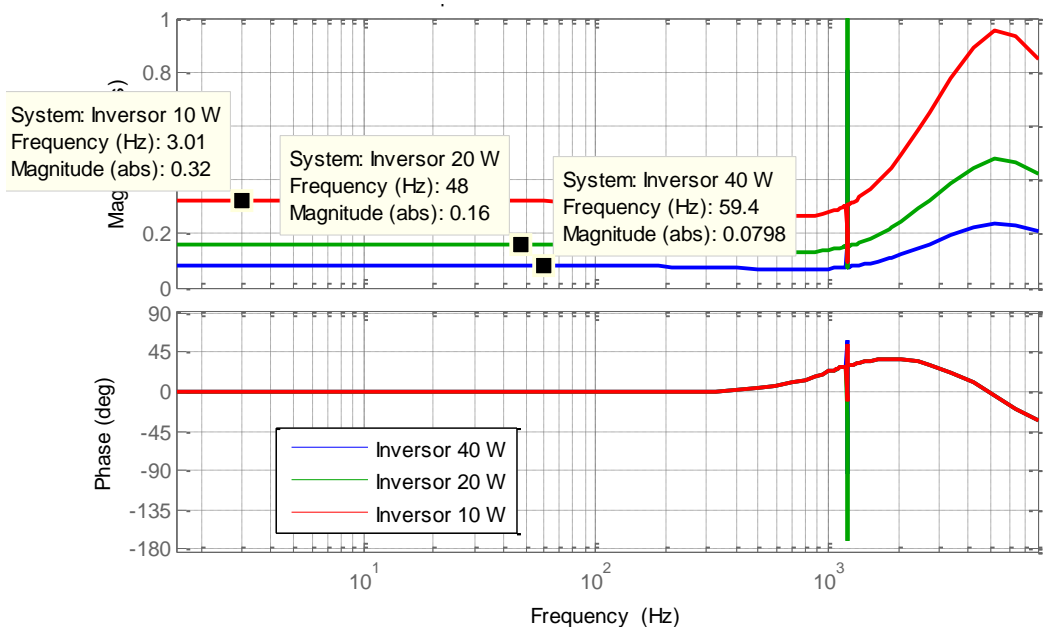
Se continúa el análisis de los inversores verificando la característica de la impedancia de salida en lazo abierto y con realimentación. En la Figura 51 se muestra la gráfica de la impedancia de los inversores de 40W, 20W y 10W sin realimentación y con resistencia de carga de 200K (R_{isvolt}), se observa que antes de la frecuencia de corte se comporta de manera inductiva y después capacitiva. La impedancia de los tres inversores es proporcional.

Figura 52 Impedancia de salida de los inversores en lazo abierto.



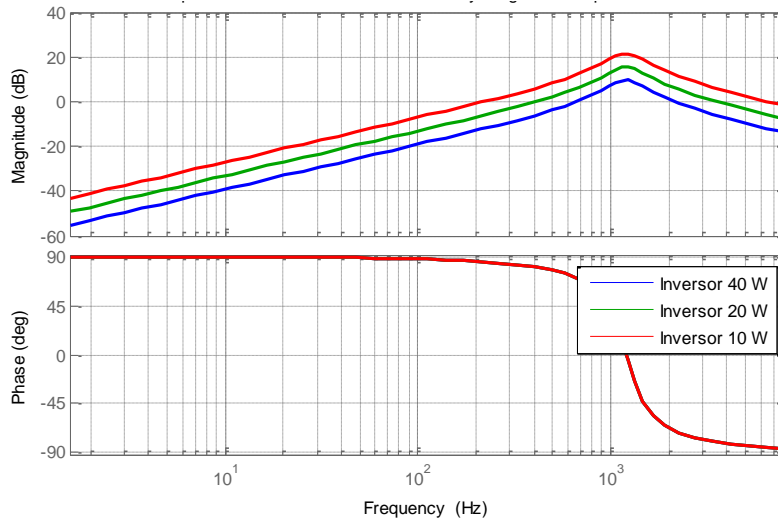
En la Figura 53 se muestra la impedancia de salida en lazo cerrado con resistencia de carga 200k, se aprecia que con el lazo cerrado la impedancia en bajas frecuencias se comporta de manera resistiva. La impedancia es proporcional en los tres inversores.

Figura 53 Impedancia de salida con realimentación y resistencia de carga 200K.



En la Figura 54 se muestra la gráfica de impedancia de los inversores en lazo abierto cuando cada uno tiene su carga nominal. Se aprecia que en la frecuencia de corte se presenta menor pico que cuando tienen únicamente la resistencia del amplificador de sensado de voltaje como se vio en la Figura 52.

Figura 54 Impedancia de salida en lazo abierto con carga nominal por inversor.

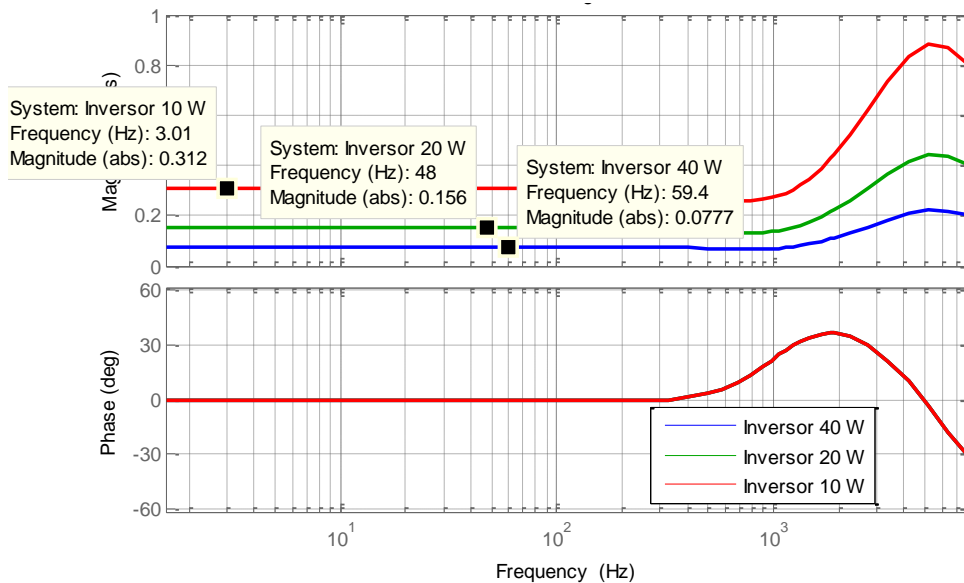


La Figura 55 muestra la gráfica de la impedancia de los inversores en lazo cerrado y carga nominal por inversor, se observa que el efecto de poner carga nominal no afecta el valor de la impedancia, siendo comparable con la Figura 53 que tiene como carga la resistencia del amplificador de sensado. La impedancia se comporta de manera proporcional en los inversores, siendo de carácter resistivo en bajas frecuencias. En las ecuaciones (94) se muestra la proporcionalidad de las impedancias en lazo cerrado según la gráfica de la Figura 55.

$$\frac{Z_{10WCL}}{Z_{20WCL}} = \frac{0.312}{0.156} = 2 \quad \text{y} \quad \frac{Z_{10WCL}}{Z_{40WCL}} = \frac{0.312}{0.0777} = 4.01 \quad (94)$$

Se observa que los factores de proporcionalidad siguen siendo dos y cuatro como se ha planteado en el transcurso del libro.

Figura 55 Impedancia de salida de los inversores con lazo cerrado y carga nominal.

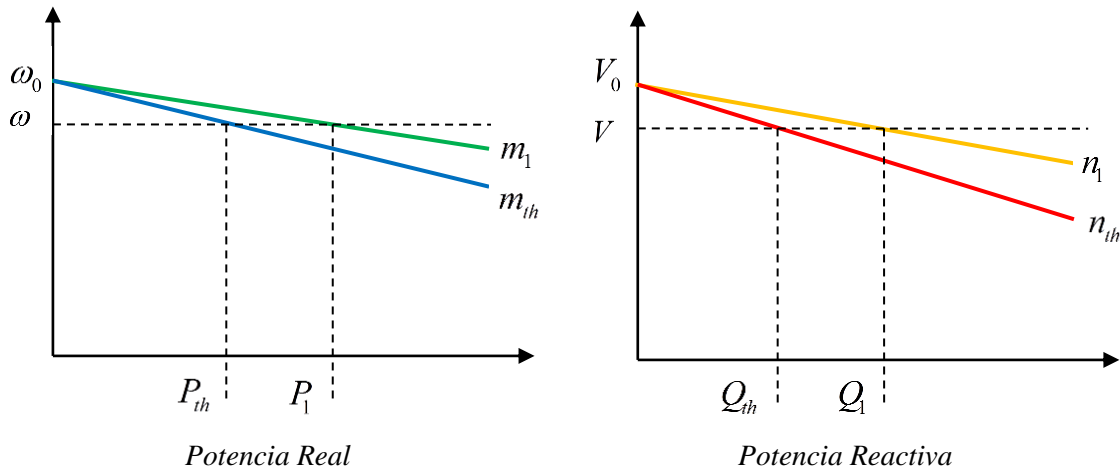


11 GENERACIÓN DEL VOLTAJE DE REFERENCIA

Para la generación del voltaje de referencia en los sistemas de inversores en paralelo se suele utilizar el método de droop para emular el funcionamiento de los grandes generadores. A partir de las ecuaciones (31) y (32) se puede demostrar que cuando se tiene un inversor con impedancia de salida de inductiva, la potencia activa P está asociada con la frecuencia y la potencia reactiva Q está asociada con la amplitud del voltaje del generador; este tipo de análisis dan origen a las ecuaciones de droop clásico (95). En la Figura 56 se muestra el gráfico que ilustra el cambio de las del voltaje de salida y la frecuencia en función de la potencia activa y reactiva entregada.

$$\begin{aligned}\omega &= \omega_0 - m_i P_i \\ V &= V_0 - n_i Q_i\end{aligned}\quad (95)$$

Figura 56 Gráfico de la técnica de *Droop* clásica



Recordando que:

$$\frac{S_{th}}{S_1} = k$$

Por tanto

$$\frac{P_{th}}{P_1} = k \quad \text{y} \quad \frac{Q_{th}}{Q_1} = k \quad (96)$$

Entonces las ecuaciones de *droop* clásico para dos generadores que comparten carga proporcionalmente serán:

$$\begin{aligned}\omega &= \omega_0 - m_1 P_1 & \text{y} & & \omega &= \omega_0 - m_{th} P_{th} \\ V &= V_0 - n_1 Q_1 & & & V &= V_0 - n_{th} Q_{th}\end{aligned}\quad (97)$$

Aplicando (96) a (97) se tiene (98):

$$\begin{aligned} \omega &= \omega_0 - m_1 P_1 & \text{y} & & \omega &= \omega_0 - m_{th} P_1 k \\ V &= V_0 - n_1 Q_1 & & & V &= V_0 - n_{th} Q_1 k \end{aligned} \quad (98)$$

Observando la Figura 55, para los inversores diseñados se tiene un comportamiento resistivo más que inductivo en las frecuencias cercanas a 60 Hz, esto originado por el lazo de control interno del inversor^{23 24}, por lo tanto es necesario replantear para este trabajo la ley de droop.

En las ecuaciones (29) y (30) que se repiten en (99) y (100) se reemplaza Z_i por R_i y θ_i se iguala a cero, que es el caso de tener una impedancia de salida resistiva en el inversor, con lo cual se obtienen las ecuaciones (101) y (102).

$$P_i = \frac{VV_i}{Z_i} \cos(\theta_i - \delta_i) - \frac{V^2}{Z_i} \cos(\theta_i) \quad (99)$$

$$Q_i = \frac{VV_i}{Z_i} \text{sen}(\theta_i - \delta_i) - \frac{V^2}{Z_i} \text{sen}(\theta_i) \quad (100)$$

$$P_i = \frac{VV_i}{R_i} \cos(\delta_i) - \frac{V^2}{R_i} \quad (101)$$

$$Q_i = -\frac{VV_i}{R_i} \text{sen}(\delta_i) \quad (102)$$

Ahora, sí las desviaciones de fase entre el voltaje del generador y el voltaje en la carga son pequeñas, las ecuaciones (101) y (102) se puede aproximar a las ecuaciones (103) de las que se puede concluir que la potencia activa se ve afectada por las variaciones de voltaje, así como la potencia reactiva es proporcional a las desviaciones en la fase de los voltajes.

$$\begin{aligned} P_i &= \frac{V(V_i - V)}{R_i} \\ Q_i &= -\frac{VV_i}{R_i} \delta_i \end{aligned} \quad (103)$$

Considerando esto se propone la ley de droop dada en (104) para ser implementada en los inversores.

$$\begin{aligned} \omega &= \omega_0 + m_i Q_i \\ V &= V_0 - n_i P_i \end{aligned} \quad (104)$$

Para la implementación en el inversor de 40W se tiene $m=n=0.001$.

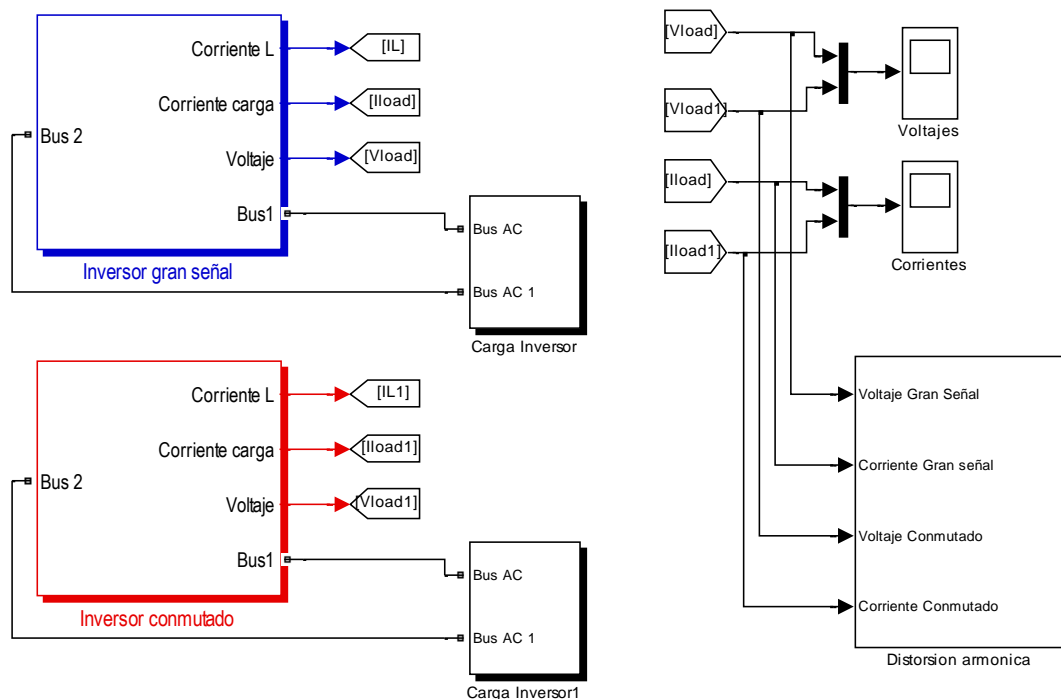
²³ GUERRERO, J. M., N. BERBEL, et al. (2006). Decentralized Control for Parallel Operation of Distributed Generation Inverters in Microgrids Using Resistive Output Impedance., IEEE 32nd Annual conference on industrial Electronics.

²⁴ Guerrero, J. M., L. GarcíadeVicuna, et al. (2005). "Output Impedance Design of Parallel-Connected UPS Inverters With Wireless Load-Sharing Control." Industrial Electronics, IEEE Transactions on **52**(4): 1126-1135.

12 SIMULACION DE MODELOS

Para verificar el funcionamiento de los inversores se comparan las señales de voltaje y corriente en la carga producidas por el inversor conmutado y por el modelo de gran señal obtenido en el capítulo 9, los modelos se realimentan con el control diseñado. Para simular se hace uso de simulink de Matlab© utilizando el esquema de la Figura 57 donde se tienen los bloques correspondientes al modelo de gran señal, al inversor conmutado y de medición de voltaje y corriente en la carga (Anexo 4 simulación: comparacion_conmutado_gran_senal_discreto_130103).

Figura 57 Bloques en simulink para la comparación de los modelos de gran señal y conmutado.



El esquemático en bloques del inversor de gran señal realimentado se muestra en la Figura 58 donde se ilustran los bloques correspondientes a su modelo, generación del ciclo útil, control, cálculo de la referencia y medición de potencias. Internamente el bloque del modelo de gran señal del inversor corresponde al circuito equivalente del modelo que se presentó en la Figura 37.

El diagrama de bloques en simulink del inversor conmutado es presentado en la Figura 59, se observan los bloques dedicados a la generación del PWM, señal de referencia, medición de potencia, control y modelo conmutado que internamente corresponde al circuito mostrado en la Figura 35.

Comparando las señales de voltaje se aprecia que el modelo conmutado es aproximadamente 10mV mayor que el modelo de gran señal, lo cual es despreciable (Figura 60). Las señales de corriente en la carga son prácticamente iguales, solo las diferencia el rizado inherente al circuito conmutado (Figura 61), se observa un cambio de carga en 0.1s que no afecta la tensión de salida. De la comparación se puede inferir la correcta obtención del modelo para el inversor.

Figura 58 Esquemático en bloques de simulink para el modelo de gran señal realimentado.

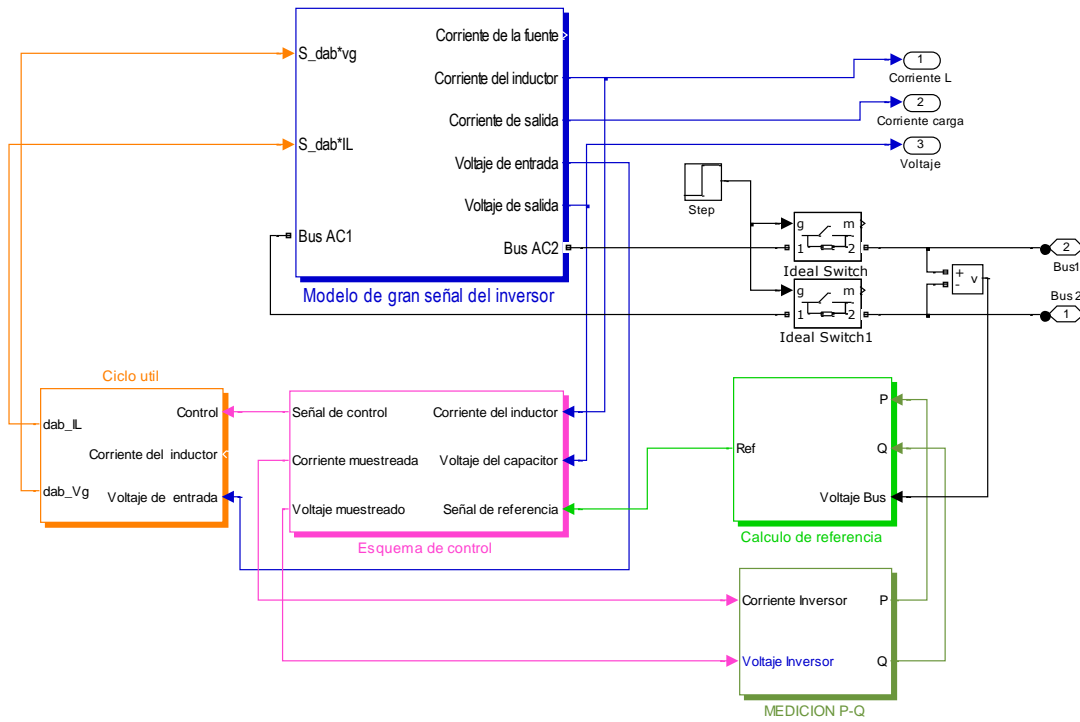


Figura 59 Esquemático en bloques de simulink para el inversor conmutado.

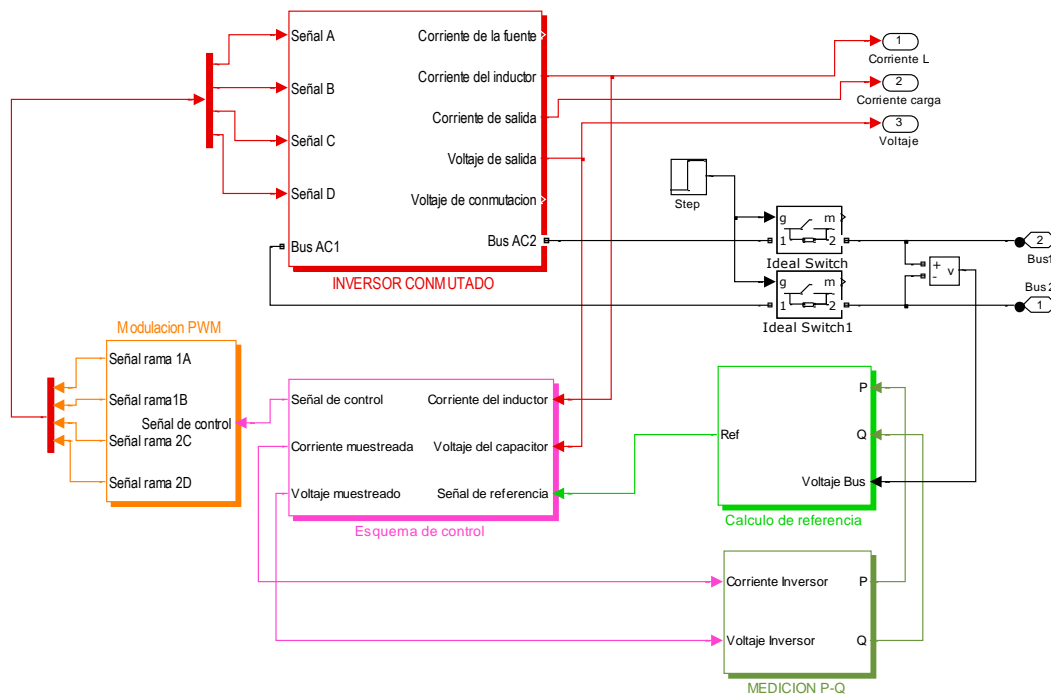


Figura 60 Voltaje en la carga de los modelos conmutado y de gran señal.

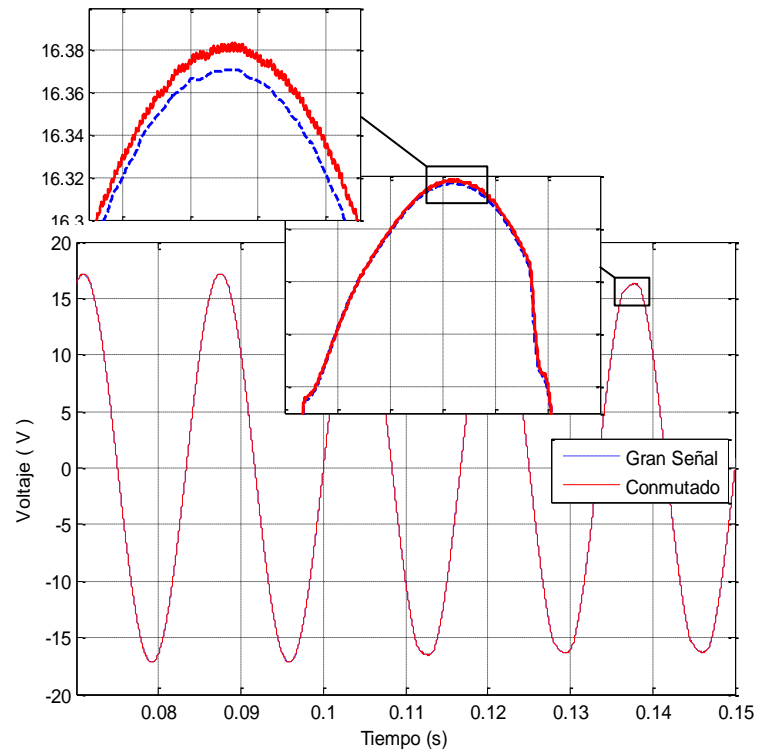
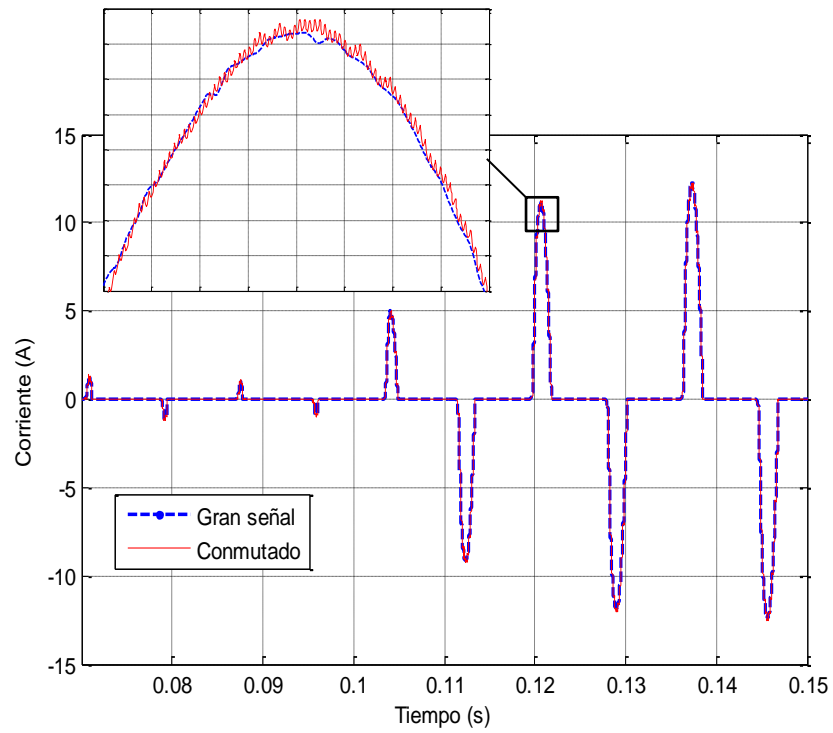


Figura 61 Corriente de carga en los modelos conmutado y de gran señal.



En la Tabla 23 se presenta la comparación numérica de los datos correspondientes a corriente, voltaje, potencia y distorsión armónica que tienen entre sí el inversor conmutado y el modelo de gran señal. Se presenta el error relativo de las medidas asumiendo como valor real la medida entregada por el inversor conmutado y haciendo uso de la fórmula (105). Se observa que la medida con más error es la de la potencia reactiva con 6.49% mientras que la más baja es la de corriente con 0.021%. En general los errores entre las mediciones de los modelos son bajos garantizando la adecuada obtención del modelo de gran señal del inversor.

$$e_{relativo}(\%) = \frac{M_{conmutado} - M_{granseñal}}{M_{conmutado}} 100\% \quad (105)$$

Tabla 23 Variables de comparación entre los modelos conmutado y de gran señal.

| Variable\Modelo | Conmutado | Gran Señal | e relativo (%) |
|-------------------------|------------------|-------------------|-----------------------|
| Voltaje rms (V) | 11,9 | 11,89 | 0,084 |
| THDV (%) | 2,387 | 2,354 | 1,382 |
| Corriente rms (A) | 4,771 | 4,772 | -0,021 |
| Potencia Activa (W) | 37,24 | 37,19 | 0,134 |
| Potencia reactiva (VAR) | -2,095 | -2,231 | -6,492 |

La distorsión armónica, la potencia y los valores rms para esta simulación se miden con los medidores “*Total Harmonic Distortion*”, “*Active & Reactive Power*” y “*RMS*” de simulink respectivamente.

12.1 CONEXIÓN DE TRES INVERSORES EN PARALELO

Se procede posteriormente a realizar la simulación de los tres inversores conectados en paralelo (*Anexo 5 simulación: conexion_tres_inversores_arranque_0_130301*) según el diagrama de bloques de simulink que se muestra en la Figura 62. Cada bloque contiene el modelo de gran señal de los inversores de acuerdo con su potencia 40W, 20W y 10W, además de su bloque de control, generación de referencia y medición de potencia como se mostró en la Figura 58. Los inversores alimentan una carga no lineal consistente de un puente rectificador con un condensador equivalente de 20400μF en paralelo con resistencias de 1000Ω, 100Ω y 6Ω para analizar el efecto que tiene el cambio de carga.

Inicialmente el inversor de 40W está enganchado con la carga, posteriormente lo hacen los inversores de 20W y 10W cuando la señal de un PLL (Phase Locked Loop) se encuentre en fase y tensión adecuada generando su señal de referencia, el siguiente capítulo se explican las características del PLL en su simulación e implementación.

En la Figura 63 y con los inversores de 40W y 20W conectados con la carga, se muestra el efecto sobre el voltaje en el inversor de 10W que al no estar enganchado tiene aproximadamente 0.75V más que los inversores conectados (recuadro ampliado a la izquierda), mientras que los inversores conectados a la carga tienen aproximadamente el mismo voltaje del bus.

Posteriormente en 0.4 segundos se conecta el inversor de 10W dando como resultado una caída en su tensión para ser aproximadamente igual al voltaje en el bus, como se muestra en la ampliación

derecha de la Figura 63. La diferencia de las tensiones entre los inversores es de aproximadamente 10mV.

Figura 62 Bloques en Simulink para simulación de tres inversores en paralelo.

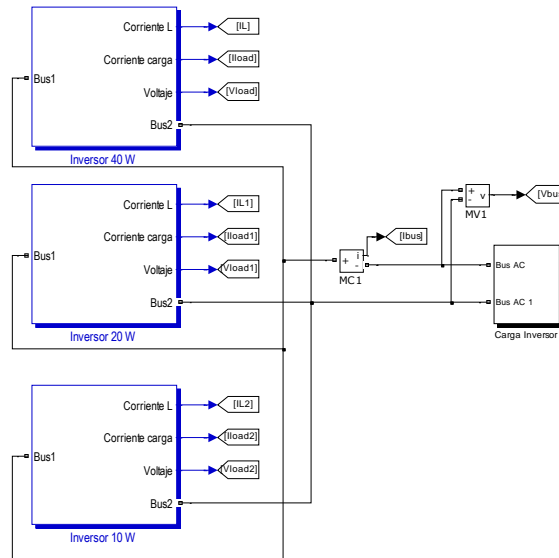
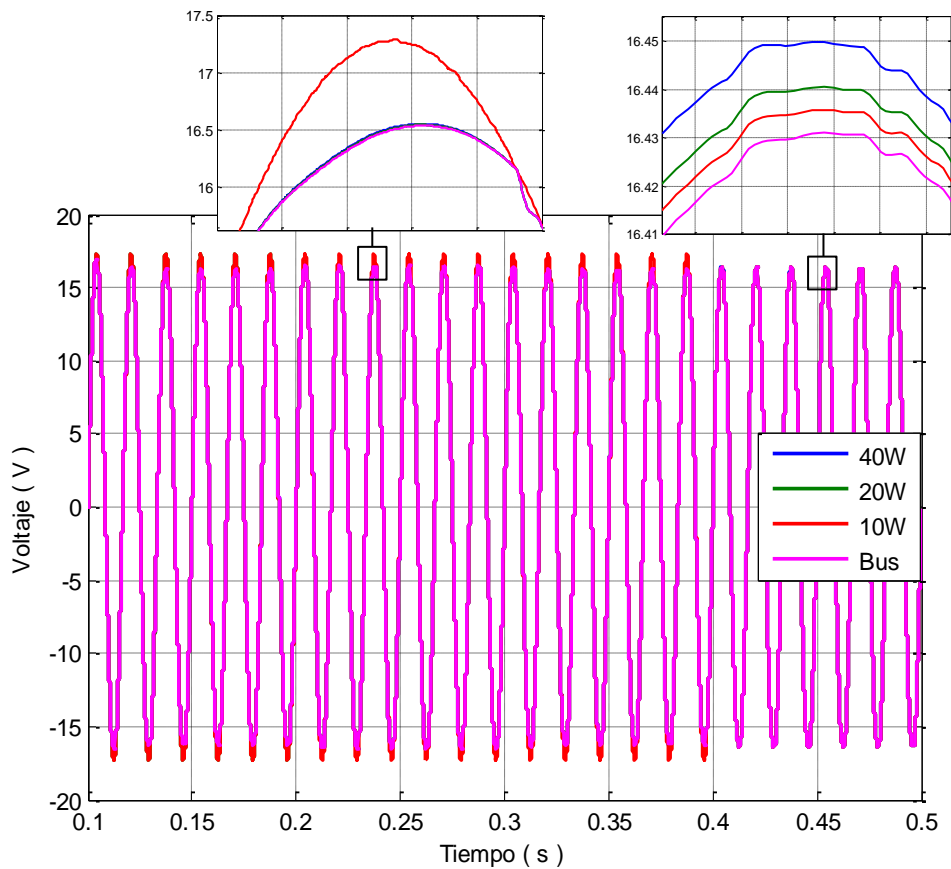


Figura 63 Voltaje en la carga y en tres inversores conectados en paralelo.



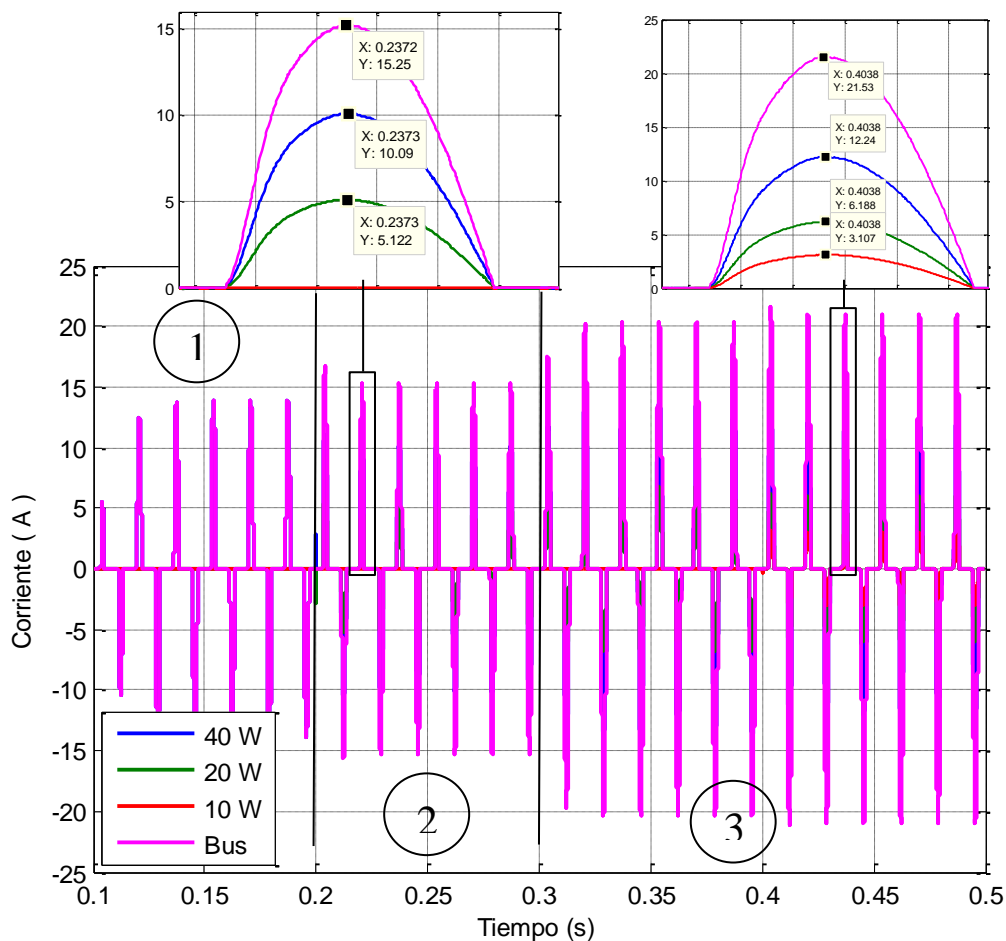
En la Figura 64 se presenta la corriente en la carga y en los inversores. Se aprecian tres secciones de la gráfica, en la parte uno se tiene como carga el puente rectificador y condensador mencionados anteriormente con la resistencia de 1000Ω , se observa que la corriente pico en la carga (Bus) es de aproximadamente 14A, en este intervalo solamente está conectado al bus el inversor de 40W.

En la sección dos los inversores de 40W y 20W están conectados a la carga pero con la resistencia del rectificador filtrado de 100Ω . La corriente pico en carga es de 15.25A, el inversor de 40W entrega 10.09A y el de 20W 5.122A aproximadamente la mitad. De esta manera cada inversor entrega corriente proporcional a la carga.

Posteriormente la resistencia del rectificador es de 6Ω haciendo que la corriente pico de la carga sea de 21.53A como se aprecia en la sección 3 de la Figura 64. Los tres inversores están en paralelo con la carga entregando proporcionalmente picos de corriente de 12.24A, 6.188A y 3.107A (106).

$$\frac{I_{p_40W}}{I_{p_20W}} = \frac{12.24}{6.188} = 2.01 \quad ; \quad \frac{I_{p_40W}}{I_{p_20W}} = \frac{12.24}{3.107} = 4.01 \quad (106)$$

Figura 64 Corriente en la carga y en los tres inversores conectados en paralelo.



En la Tabla 24 se muestra la distribución de potencia activa y reactiva en cada uno de los inversores, se aprecia que dicha distribución es proporcional de acuerdo con la relación que se muestra en (107) y (108) obteniendo aproximadamente las constantes de proporcionalidad de dos y cuatro planteadas en el diseño de los inversores.

Para la obtención de las potencias se utiliza el sistema de medición que se implementa en el DSP, el cual se describirá en el siguiente capítulo.

Tabla 24 Distribución de potencia activa y reactiva de tres inversores conectados en paralelo.

| Inversor | P activa (W) | P Reactiva (VAR) |
|-----------------|---------------------|-------------------------|
| 1. 40W | 38.83 | -3.766 |
| 2. 20W | 19.66 | -1.907 |
| 3. 10W | 9.894 | -0.9601 |

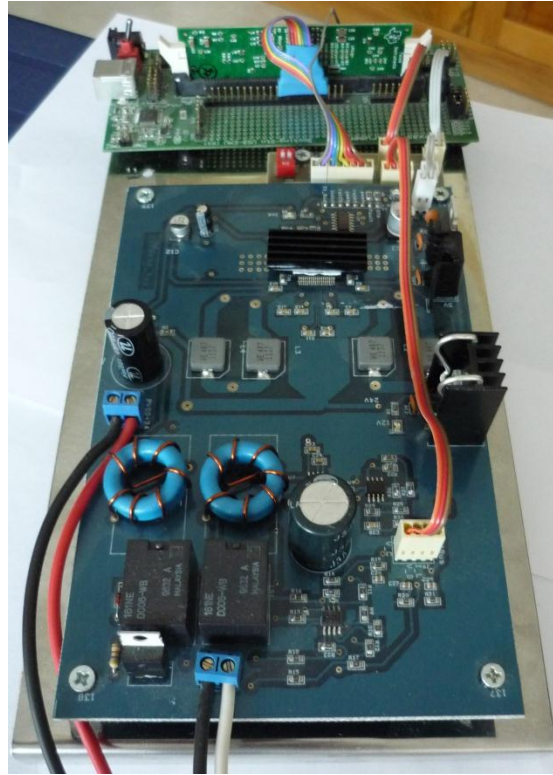
$$\frac{P_{1_40W}}{P_{2_20W}} = \frac{38.83}{19.66} = 1.975 \quad ; \quad \frac{P_{1_40W}}{P_{3_10W}} = \frac{38.83}{9.894} = 3.92 \quad (107)$$

$$\frac{Q_{1_40W}}{Q_{2_20W}} = \frac{-3.766}{-1.907} = 1.975 \quad ; \quad \frac{Q_{1_40W}}{Q_{3_10W}} = \frac{-3.766}{-0.9601} = 3.92 \quad (108)$$

13 IMPLEMENTACION DE UN INVERSOR

La implementación de los circuitos presentados en el capítulo 8 para el hardware de cada uno de los inversores se muestra en la Figura 65.

Figura 65 Inversor de 40W implementado.



Para el funcionamiento de los inversores es necesario implementar el controlador de manera digital en el DSP TMS28F335, para lo cual se analiza la obtención de su ecuación de diferencias a continuación.

13.1 IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR

El controlador de voltaje diseñado en el capítulo 10 (ecuación (92)) se muestra nuevamente en (109) para ser implementado con una topología PID “realizable” definida en (110)²⁵

$$G_{cv} = \frac{aS^2 + bS + c}{dS + S} = \frac{0.00211S^2 + 56.58S + 2.645 \times 10^5}{5.708 \times 10^{-6}S + S} \quad (109)$$

$$G_{PID} = K_P + \frac{K_I}{S} + \frac{K_D S}{1 + \tau_f S} \quad (110)$$

Donde:

²⁵ Alfaro, V. M. (2003). Laboratorio de Control Automático, Escuela de ingeniería eléctrica Universidad de Costa Rica.

$$K_I = \frac{K_p}{\tau_i}, \quad K_D = K_p \tau_D, \quad \tau_f = \alpha \tau_D; \quad 0.05 \leq \alpha \leq 0.2$$

Operando y expandiendo los términos de (110) se tiene:

$$G_{PID} = \frac{K_p S (1 + \tau_f S) + K_I (1 + \tau_f S) + K_D S^2}{(1 + \tau_f S) S}$$

$$G_{PID} = \frac{K_p S + K_p \tau_f S^2 + K_I + K_I \tau_f S + K_D S^2}{(1 + \tau_f S) S}$$

$$G_{PID} = \frac{(K_p \tau_f + K_D) S^2 + (K_p + K_I \tau_f) S + K_I}{\tau_f S^2 + S} \quad (111)$$

Igualando las ecuaciones (109) y (111) se obtienen los coeficientes del controlador PID según (112) a (115):

$$d = 5.708 \times 10^{-6} = \tau_f \quad (112)$$

$$c = 2.645 \times 10^5 = K_I$$

$$b = 56.58 = K_p + K_I \tau_f$$

$$K_p = 56.58 - K_I \tau_f = 56.58 - 2.645 \times 10^5 \times 5.708 \times 10^{-6} \quad (113)$$

$$K_p = 55.07$$

$$a = 2.11 \times 10^{-3} = K_p \tau_f + K_D$$

$$K_D = 2.11 \times 10^{-3} - K_p \tau_f = 2.11 \times 10^{-3} - 55.07 \times 5.708 \times 10^{-6} \quad (114)$$

$$K_D = 1.7956 \times 10^{-3} \approx 1.8 \times 10^{-3}$$

$$\tau_d = \frac{K_D}{K_p} = \frac{1.8 \times 10^{-3}}{55.07} = 3.26 \times 10^{-5} \quad (115)$$

Se comprueba que α se encuentre en el rango $0.05 \leq \alpha \leq 0.2$:

$$\alpha = \frac{\tau_f}{\tau_d} = \frac{5.708 \times 10^{-6}}{3.26 \times 10^{-5}} = 0.175 \quad (116)$$

El PID cumple con la forma dada en (110), su ecuación con los coeficientes hallados se muestra en (117) y como α se encuentra en el rango establecido, se puede simplificar como se muestra en (118)

$$G_{PID} = 55.07 + \frac{2.645 \times 10^5}{S} + \frac{1.769 \times 10^{-3} S}{1 + 5.708 \times 10^{-6} S} \quad (117)$$

$$G_{PID} = 55.07 + \frac{2.645 \times 10^5}{S} + 1.769 \times 10^{-3} S \quad (118)$$

Según Ogata²⁶ y Liping et al²⁷, la ecuación (118) puede ser expresada de manera discreta como se muestra en (119).

$$u(k) = K_p e(k) + K_I T \sum_{i=0}^k e(i) + \frac{K_D}{T} [e(k) - e(k-1)] \quad (119)$$

Donde $u(k)$ es el nuevo ciclo útil calculado para la k -ésima muestra y $e(k)$ su error, así para el controlador discreto con el periodo de muestreo se seleccionado como el inverso de la frecuencia de conmutación del inversor se tiene:

$$K_I T = \frac{K_I}{F_s} = \frac{2.645 \times 10^5}{48000} = 5.51 \quad (120)$$

$$\frac{K_D}{T} = K_D F_s = 1.796 \times 10^{-3} \times 48000 = 86.208 \quad (121)$$

Por lo tanto la ecuación de diferencias que se implementa en el controlador digital es (122).

$$u(k) = 55.07 e(k) + 5.51 \sum_{i=0}^k e(i) + 86.208 [e(k) - e(k-1)] \quad (122)$$

13.2 IMPLEMENTACIÓN DEL PLL

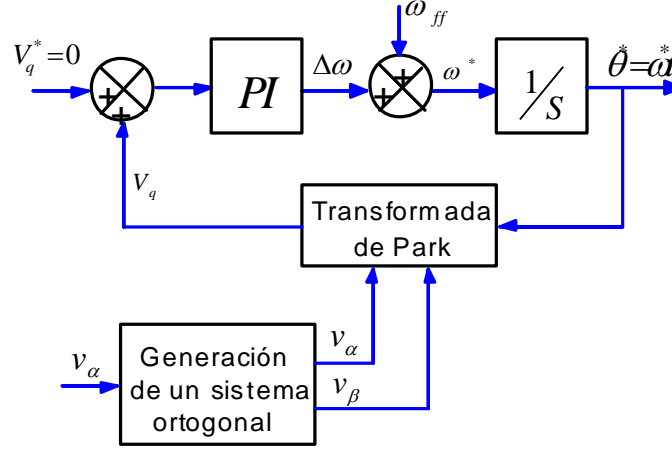
Para la conexión de los inversores en paralelo es necesario que la frecuencia y la fase de las tensiones de salida sean iguales a la frecuencia y fase en el bus, para lo cual se sensa dicha señal con el fin de que sea referencia para el control en cada inversor. Para cumplir con el objetivo de poner en fase y frecuencia la referencia y el bus, se utiliza un PLL (Phase Locked Loop) según Mingshi²⁸ haciendo uso de la topología de marco de referencia sincronizado (SRF: Synchronous Reference Frame) para sistemas monofásicos cuya estructura se muestra en la Figura 66.

²⁶ Ogata, K. (1995). Discrete-time control systems, Prentice Hall.

²⁷ Liping, G., J. Y. Hung, et al. (2002). PID controller modifications to improve steady-state performance of digital controllers for buck and boost converters. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE.

²⁸ Mingzhi, G., L. Baohong, et al. (2009). Analysis and implementation of a PLL structure for single-phase grid-connected inverter system. Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International.

Figura 66 Diagrama de bloques de un PLL monofásico basado en SRF.



Donde ω_{ff} es la frecuencia angular de referencia, θ^* el ángulo de salida del PLL, v_α el voltaje de entrada, v_β es v_α atrasado 90° como se ve en (123).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin(\theta - 90) \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \sin \theta \\ -\cos \theta \end{bmatrix} \quad (123)$$

En cuanto al sistema ortogonal²⁹ puede ser formado utilizando transformada de Hilbert, transformada inversa de Park, métodos basados en integrador generalizado de segundo orden (SOGI: Second Order Generalized Integrator) ó retardo de transporte. Para el desarrollo de este proyecto se utiliza retardo de transporte ya que es un método sencillo teniendo en cuenta que la señal de voltaje se tiene discretizada y almacenada en el DSP y solo hay que esperar un número determinado de muestras para obtener la nueva señal atrasada 90° .

De acuerdo con la transformada de Park, V_q puede ser obtenido de (124).

$$V_q = -v_\alpha \sin \theta^* + v_\beta \cos \theta^* \quad (124)$$

Remplazando v_α y v_β de (123) se tiene:

$$\begin{aligned} V_q &= -V \sin \theta \sin \theta^* - V \cos \theta \cos \theta^* \\ V_q &= -V (\sin \theta \sin \theta^* + \cos \theta \cos \theta^*) \end{aligned}$$

Por propiedades trigonométricas V_q queda simplificado como:

$$V_q = -V \cos(\theta - \theta^*) \quad (125)$$

²⁹ Ferreira, R. J., R. E. Araujo, et al. (2011). A comparative analysis and implementation of various PLL techniques applied to single-phase grids. Energetics (IYCE), Proceedings of the 2011 3rd International Youth Conference on.

Debido a la diferencia de ángulos la ecuación (125) tiene un valor DC diferente de cero y para eliminarlo θ^* debe ser:

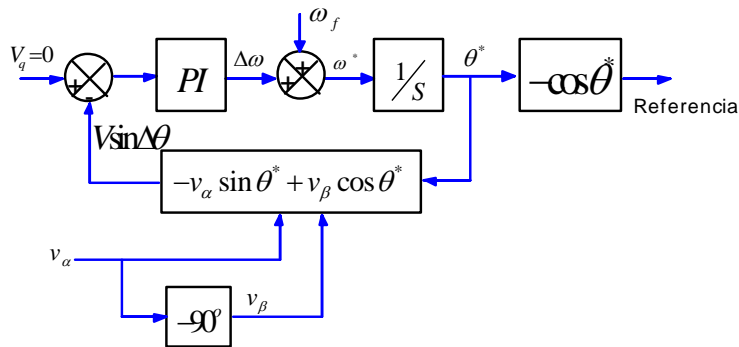
$$\theta^* = \theta' - \frac{\pi}{2} \quad (126)$$

Así reemplazando (126) en (125) se tiene:

$$\begin{aligned} V_q &= -V \cos\left(\theta - \theta' + \frac{\pi}{2}\right) \\ V_q &= -V(-\sin(\theta - \theta')) \\ V_q &= V(\sin(\theta - \theta')) \end{aligned} \quad (127)$$

V_q será cero cuando $\theta = \theta'$. A partir del análisis desarrollado, el diagrama de bloques del PLL que se implementa en este proyecto se muestra en la Figura 67

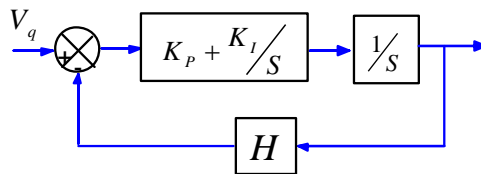
Figura 67 Diagrama de bloques para la implementación del PLL del proyecto.



13.2.1 Control PI para el PLL

En la Figura 68 se muestra el diagrama de bloques para el control del PLL.

Figura 68 Diagrama de bloques para el diseño del PID del PLL.



Suponiendo $H=1$, el polinomio característico de la Figura 68 es:

$$D = S^2 + K_p S + K_i \quad (128)$$

Para el diseño de las constantes en (128) se utiliza igualación con un polinomio de orden dos según (129) y un factor de amortiguamiento deseado de $\zeta=0.7$ con un tiempo de establecimiento de 0.06s.

$$P_{deseado} = S^2 + 2\zeta\omega_n S + \omega_n^2 \quad (129)$$

El cálculo de la frecuencia natural se realiza a partir del tiempo de respuesta deseado y con el criterio del tiempo de respuesta al 2% según (130)

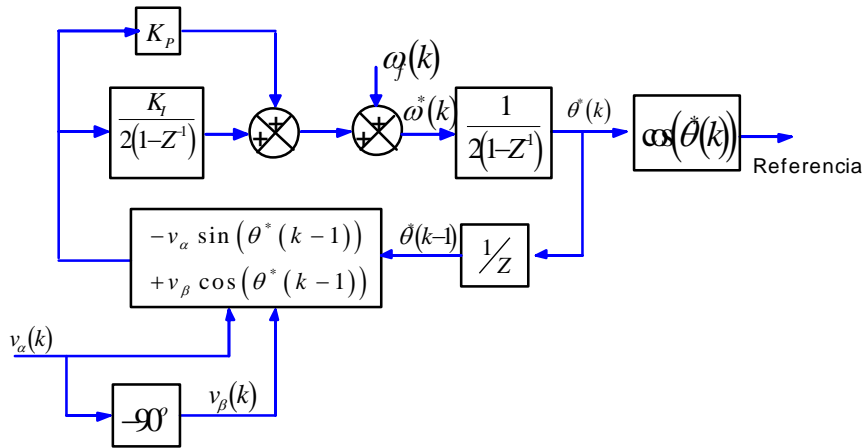
$$t_r(2\%) = \frac{4}{\zeta\omega_n} \Rightarrow \omega_n = \frac{4}{\zeta t_r(2\%)} = \frac{4}{0.7 \times 0.06} = 95.23 \text{ rad/s} \quad (130)$$

Por lo tanto igualando (128) y (129) se obtiene las constantes K_p y K_i , así:

$$\begin{aligned} K_p &= 2\zeta\omega_n = 2 \times 0.7 \times 95.23 = 133.33 \\ K_i &= \omega_n^2 = 95.23^2 = 9068.75 \end{aligned} \quad (131)$$

Como $Vq=0$ el esquema completo del PLL correspondiente a la Figura 67 que se implementa de manera digital se muestra en la Figura 69.

Figura 69 Diagrama de bloques del PLL Implementado digitalmente.



13.3 IMPLEMENTACION DE LA MEDICION DE POTENCIA

Teniendo en cuenta que el inversor alimenta cargas no lineales, su corriente puede definirse como la sumatoria de sus armónicos según (132).

$$\begin{aligned} i(t) &= \sum_{n=0}^{\infty} I_{P(2n+1)} \sin((2n+1)\omega t + \theta_{2n+1}) \\ i(t) &= I_{P1} \sin(\omega t + \theta_1) + I_{P3} \sin(3\omega t + \theta_3) + I_{P5} \sin(5\omega t + \theta_5) + \dots \end{aligned} \quad (132)$$

Suponiendo que el voltaje aplicado a la carga es senoidal sin contenido armónico, la potencia instantánea de la carga se expresa en (133)

$$\begin{aligned} p(t) &= v(t)i(t) \\ p(t) &= V_p \sin(\omega t) [I_{P1} \sin(\omega t + \theta_1) + I_{P3} \sin(3\omega t + \theta_2) + I_{P5} \sin(5\omega t + \theta_5) + \dots] \end{aligned} \quad (133)$$

Expandiendo (133) y aplicando propiedades trigonométricas, la potencia instantánea es simplificada como se muestra en (134).

$$p(t) = V_{rms} I_{rms1} \cos(\theta_1) + P_{P2} \cos(2\omega t + \theta'_2) + P_{P4} \cos(4\omega t + \theta'_4) + P_{P6} \cos(6\omega t + \theta'_6) + \dots \quad (134)$$

Donde $V_{rms} I_{rms1} \cos(\theta_1)$ es la potencia activa del armónico fundamental, P_{P_i} es el coeficiente de la potencia activa del i-esimo armónico y θ'_i el ángulo para el i-esimo armónico de potencia con $i=2,4,6\dots$

Es de interés en este proyecto obtener el valor de la potencia de la fundamental, por lo cual se deben eliminar las potencias armónicas de (134), hecho que puede ser realizado aplicando un filtro pasa bajos ó integrando sobre un periodo de la señal para hallar el promedio³⁰, método que usado para este trabajo debido a que el filtro presenta una dinámica lenta en su respuesta, de tal forma que:

$$\frac{1}{T} \int_t^{T+t} p(t) dt = \frac{1}{T} \int_t^{T+t} \left[V_{rms} I_{rms1} \cos(\theta_1) + P_{P2} \cos(2\omega t + \theta'_2) + P_{P4} \cos(4\omega t + \theta'_4) + P_{P6} \cos(6\omega t + \theta'_6) + \dots \right] dt \quad (135)$$

Como los términos de los armónicos pares de la potencia instantánea son cero en un periodo del armónico fundamental, la integral de (135) es equivalente a la potencia promedio de la componente fundamental (136).

$$P = V_{rms} I_{rms1} \cos \theta_1 \quad (136)$$

Para la implementación en el DSP se discretiza la integral de (135) utilizando el método trapezoidal dando como resultado la potencia activa discreta (P') mostrada en (138) para obtener la ecuación de diferencias mostrada en (139).

$$P' = \frac{f}{f_s} \frac{1}{2} \frac{Z+1}{Z-1} I(Z)V(Z) \quad (137)$$

$$P' = \frac{f}{f_s} \frac{1}{2} \frac{1+Z^{-1}}{1-Z^{-1}} I(Z)V(Z) \quad (138)$$

$$P'(k) = \frac{f}{2f_s} \left[i(k)v(k) + i(k-1)v(k-1) \right] + P'(k-1) \quad (139)$$

Para la medición de potencia reactiva, la señal de voltaje se debe desfazar 90° , por lo que su cálculo viene dado en la ecuación (140).

$$q(t) = V_p \sin(\omega t - 90^\circ) \left[I_{P1} \sin(\omega t + \theta_1) + I_{P3} \sin(3\omega t + \theta_2) + I_{P5} \sin(5\omega t + \theta_5) + \dots \right] \quad (140)$$

³⁰ Zheng, R., G. Mingzhi, et al. (2010). Power calculation method used in wireless parallel inverters under nonlinear load conditions. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE.

Expandiendo (140) y aplicando identidades trigonométricas se simplifica la potencia reactiva y se muestra en (141).

$$q(t) = -\left\{V_{rms} I_{rms1} \sin(\theta_1) + q_2 \sin(2\omega t + \theta'_2) + q_4 \sin(4\omega t + \theta'_4) + q_6 \sin(6\omega t + \theta'_6) + \dots\right\} \quad (141)$$

Siendo $V_{rms} I_{rms1} \sin(\theta_1)$ la potencia reactiva del armónico fundamental, q_i es el coeficiente de la potencia reactiva del i-esimo armónico y θ'_i el ángulo para el i-esimo armónico de potencia reactiva con $i=2,4,6\dots$

Continuando con un procedimiento similar al de la obtención de la potencia activa, se integra la ecuación (141) sobre un periodo del armónico fundamental, con el fin de obtener su promedio según se muestra en (142)

$$Q_a = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \left\{ V_{rms} I_{rms1} \sin(\theta_1) + q_2 \sin(2\omega t + \theta'_2) + q_4 \sin(4\omega t + \theta'_4) + q_6 \sin(6\omega t + \theta'_6) + \dots \right\} dt \quad (142)$$

$$Q_a = -V_{rms} I_{rms1} \sin(\theta_1)$$

Por lo tanto la potencia reactiva debida al componente fundamental es (143).

$$Q = -Q_a = V_{rms} I_{rms1} \sin(\theta_1) \quad (143)$$

Para la implementación del cálculo de la potencia reactiva en el DSP, se efectúa el mismo procedimiento de discretización que con la potencia activa dando como resultado la ecuación de diferencias presentada en

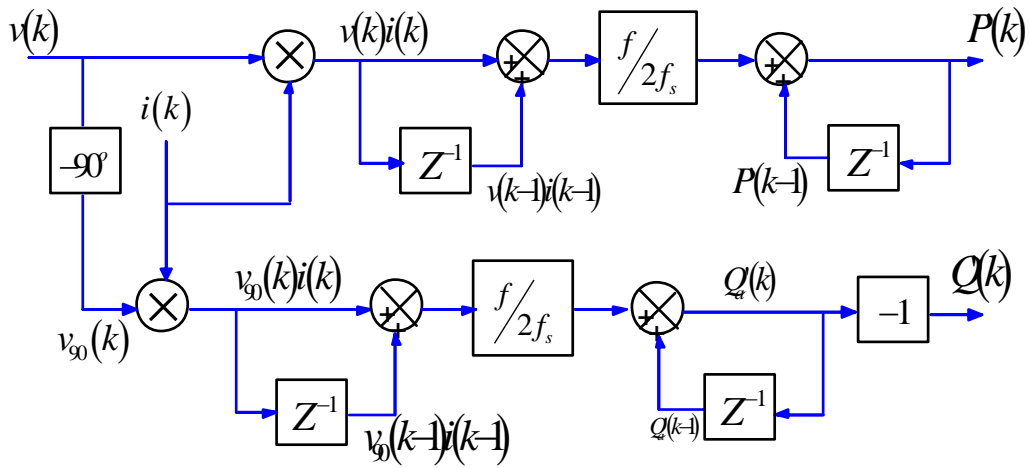
$$Q'_a(k) = \frac{f}{2f_s} [i(k)v_{90}(k) + i(k-1)v_{90}(k-1)] + Q'_a(k-1) \quad (144)$$

La potencia reactiva calculada será (145)

$$Q'(k) = -Q'_a(k) \quad (145)$$

Con base en las ecuaciones (139), (144) y (145), la Figura 70 muestra el diagrama de bloques implementado digitalmente para la obtención de la potencia activa y reactiva en cada inversor.

Figura 70 Diagrama de bloques de la medición de P y Q implementada digitalmente.



Con el fin de reiniciar el cálculo, en cada ciclo de la señal fundamental los términos $P(k-1)$ y $v(k-1)i(k-1)$ se hacen cero.

14 PRUEBAS DE LABORATORIO

Para comprobar el funcionamiento de los inversores se realizan pruebas de laboratorio a cada inversor de manera independiente a plena carga y a los tres conectados en paralelo. Se toman oscilogramas con el analizador de calidad de energía Fluke43B y osciloscopio Agilent DSO-2024A, la medición de armónicos se realiza con el scopemeter Fluke190B. Los datos del filtro implementado según cada inversor se muestran en la Tabla 25.

Tabla 25 Valores reales en la implementación de laboratorio

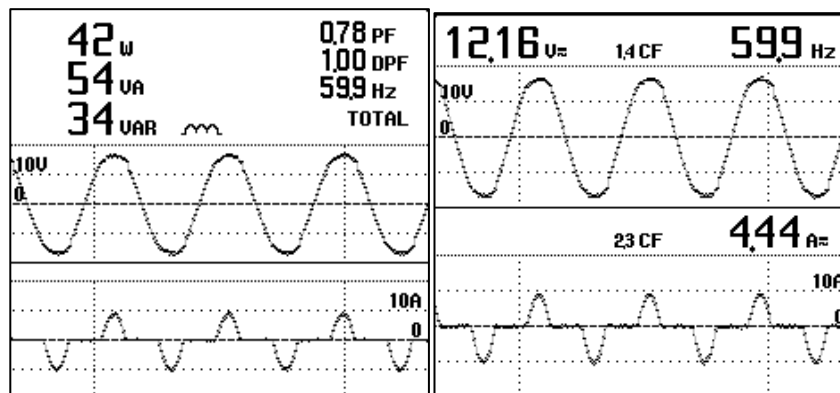
| | |
|------------|-------------------------------------|
| Inversor 1 | $L_1 = 168.5\mu H$ $C_1 = 100\mu F$ |
| Inversor 2 | $L_2 = 348.2\mu H$ $C_2 = 47\mu F$ |
| Inversor 3 | $L_3 = 685.6\mu H$ $C_3 = 22\mu F$ |

14.1 INVERSORES INDEPENDIENTES

14.1.1 Inversor de 40W

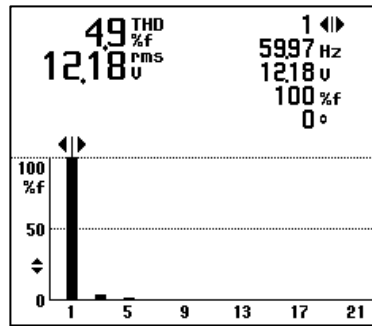
En la Figura 71 se muestra el oscilograma de la señal de voltaje de salida y corriente de carga para el inversor de 40W aplicado a una carga no lineal. Se observa que se está entregando la potencia nominal de 40W a la carga, con 54VA, 34VAR y un factor de potencia de 0.78. La corriente de salida tiene un factor de cresta de 2.3 con 4.44A, el voltaje en la carga es 12.16V.

Figura 71 Oscilograma para el inversor de 40W a plena carga (Potencia izquierda. V, I, f derecha)



La Figura 72 presenta el contenido armónico y la distorsión armónica total del 4.9% para la señal de voltaje en la carga. Se aprecia la presencia de tercero y quinto armónicos en la señal.

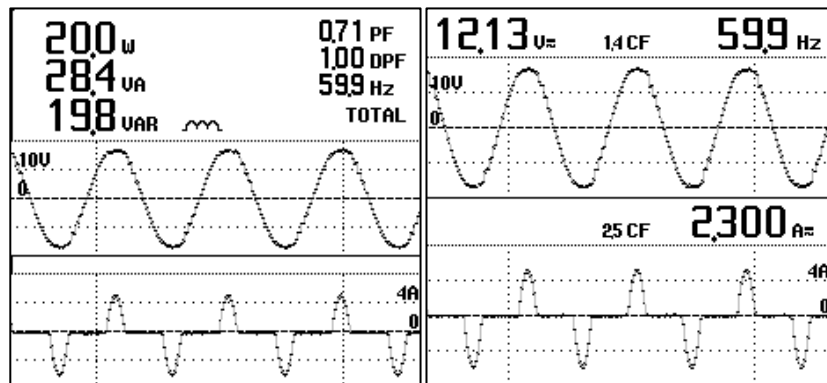
Figura 72 Contenido armónico y distorsión de voltaje para el inversor de 40W a plena carga.



14.1.2 Inversor de 20W

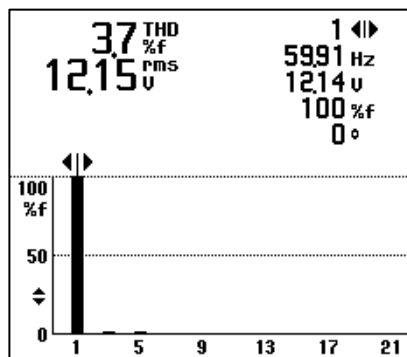
Al igual que con el inversor de 40W, se muestran los oscilogramas para el inversor de 20W en la Figura 73. Se entregan a la carga 20.0W, 28.4VA, 19.8VAR con un factor de potencia de 0.71. El voltaje aplicado a la carga es de 12.13V, con factor de cresta en corriente de 2.5 y 2.3A.

Figura 73 Oscilograma para el inversor de 20W a plena carga (Potencia izquierda. V, I, f derecha)



La distorsión armónica total y el contenido armónico se muestran en la Figura 74, comparado con el inversor de 40W, la distorsión armónica disminuyó en 1.2 puntos porcentuales siendo ahora 3.7%, el voltaje disminuyó 50mV, se aprecian que existen tercero y quinto armónicos.

Figura 74 Contenido armónico y distorsión de voltaje para el inversor de 20W a plena carga.



14.1.3 Inversor de 10W

Para este inversor se entregan a la carga 10.5W, 15.6VA, 11.5VAR con factor de potencia de 0.68. El factor de cresta es de 2.7 con 1.281A aplicando 12.16V en la carga (Figura 75). La distorsión armónica total es del 2.3%, 1.4 puntos porcentuales menos que en el inversor de 20W y 2.6 puntos menos que el de 40W. Se aprecian el primero y quinto armónicos (Figura 76).

Figura 75 Oscilograma para el inversor de 10W a plena carga (Potencia izquierda. V, I, f derecha)

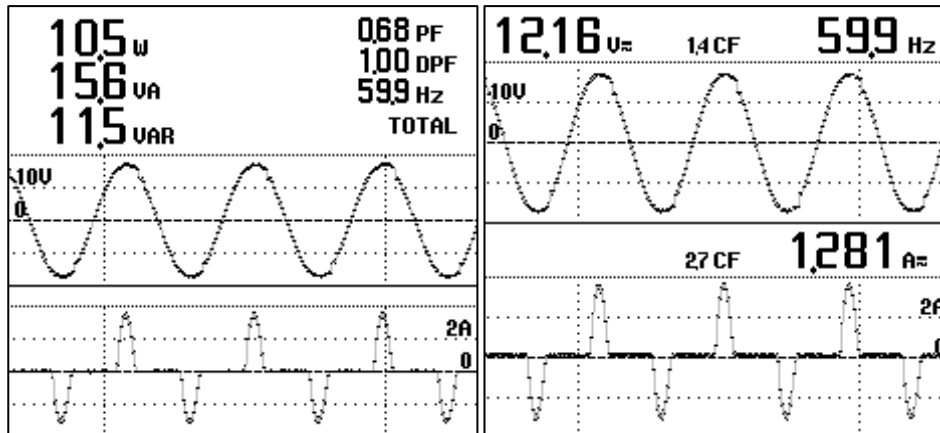
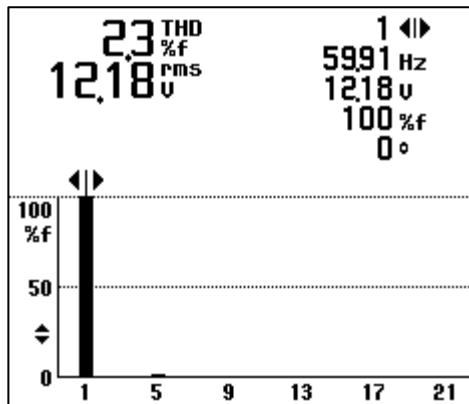


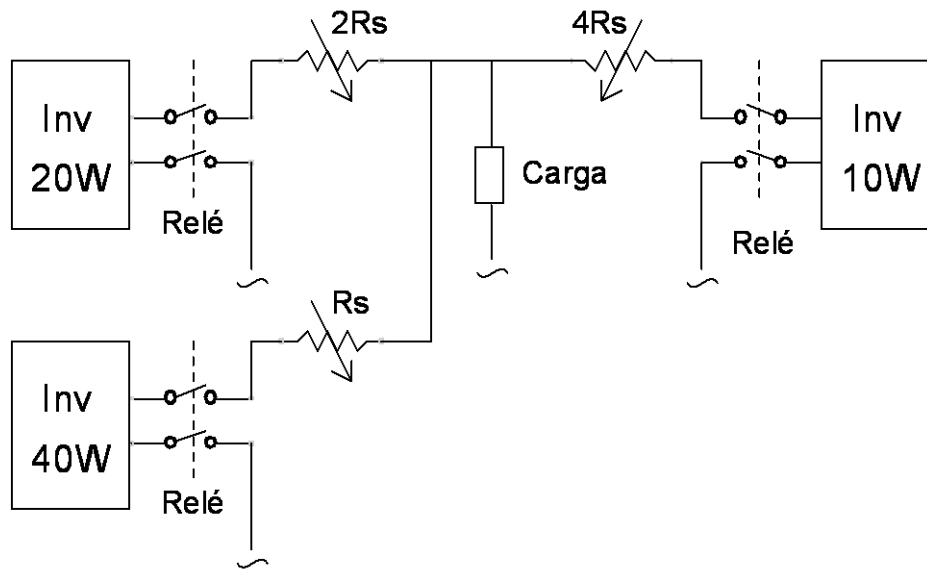
Figura 76 Contenido armónico y distorsión de voltaje para el inversor de 10W a plena carga.



14.2 INVERSORES EN PARALELO

Se realiza la conexión de tres inversores en paralelo, cuyas potencias son 40W, 20W y 10W según el esquema de la Figura 77. Cada inversor se conecta con la carga a través de un relé y una resistencia R_s acorde con sus potencias. Para el caso de 40W R_s es de 0.5Ω . Inicialmente el inversor de 40W está conectado a la carga poniendo la referencia para el siguiente inversor que se desee interconectar, sin importar el orden en que se haga. Cada inversor que se conecte sigue la señal del bus a través del PLL, una vez se encuentra en fase se cierra el relevo con lo cual los inversores quedan en paralelo con la carga.

Figura 77 Esquema para la conexión experimental de tres inversores en paralelo.



El oscilograma de la Figura 78 muestra las señales de tensión en la carga conectada con el inversor de 40W (canal 1), la tensión en el filtro de salida del inversor de 20W (canal 2) y la corriente de carga (canal 3). Se aprecia que la corriente de carga está en fase con la tensión del inversor de 40W ya que es de tipo resistivo. La tensión en el inversor de 20W está desfasada y en espera de seguir la señal del bus. En el oscilograma de la Figura 79 se muestra el efecto del PLL poniendo en fase y tensión adecuada la señal del condensador en el inversor 2, con lo cual se conecta su relé a R_s .

Figura 78 Oscilograma de las señales en dos inversores antes de estar en fase.

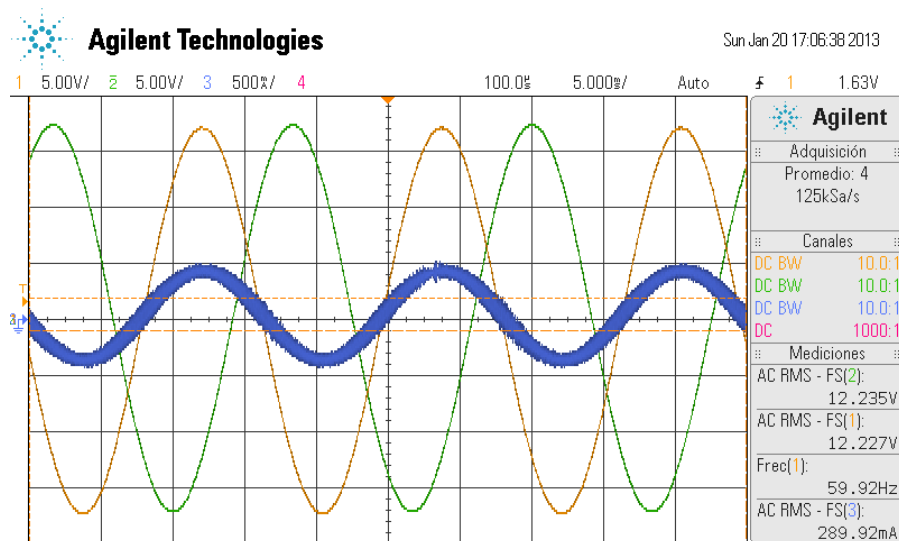


Figura 80 muestra el efecto que se produce después de varios minutos de conexión, se observa que las tensiones (canales 1 y 2) y las corrientes en cada inversor (canales 3 y 4) se desfasan en esta prueba.

Figura 79 Oscilograma de las señales en dos inversores en fase.

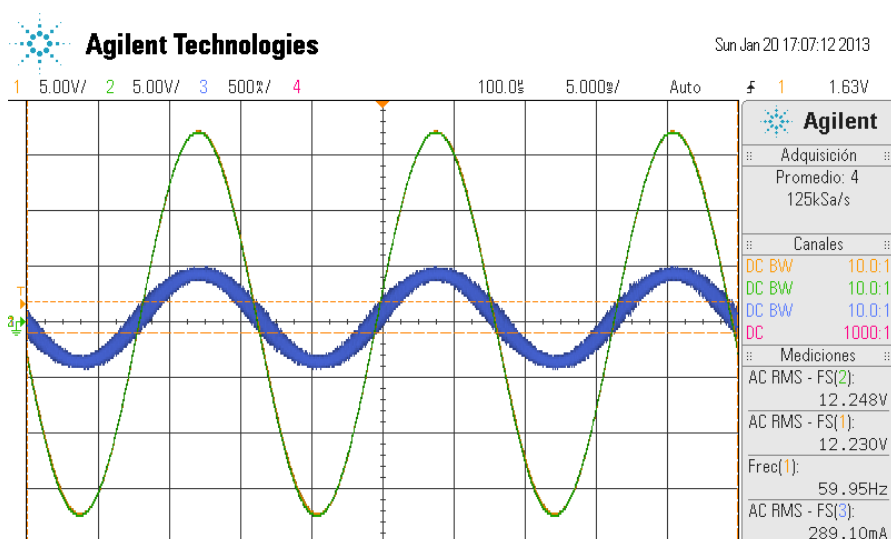
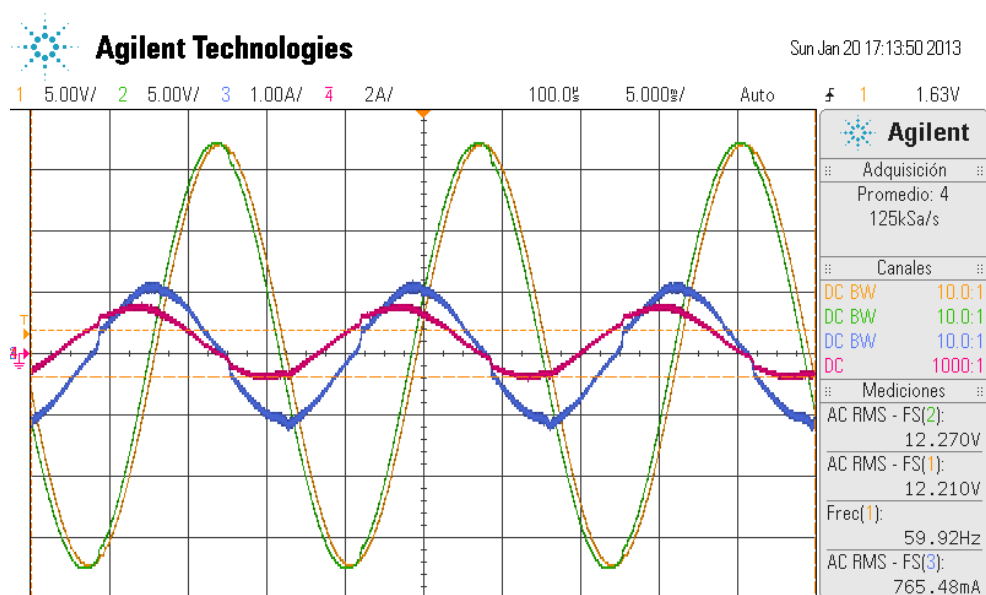


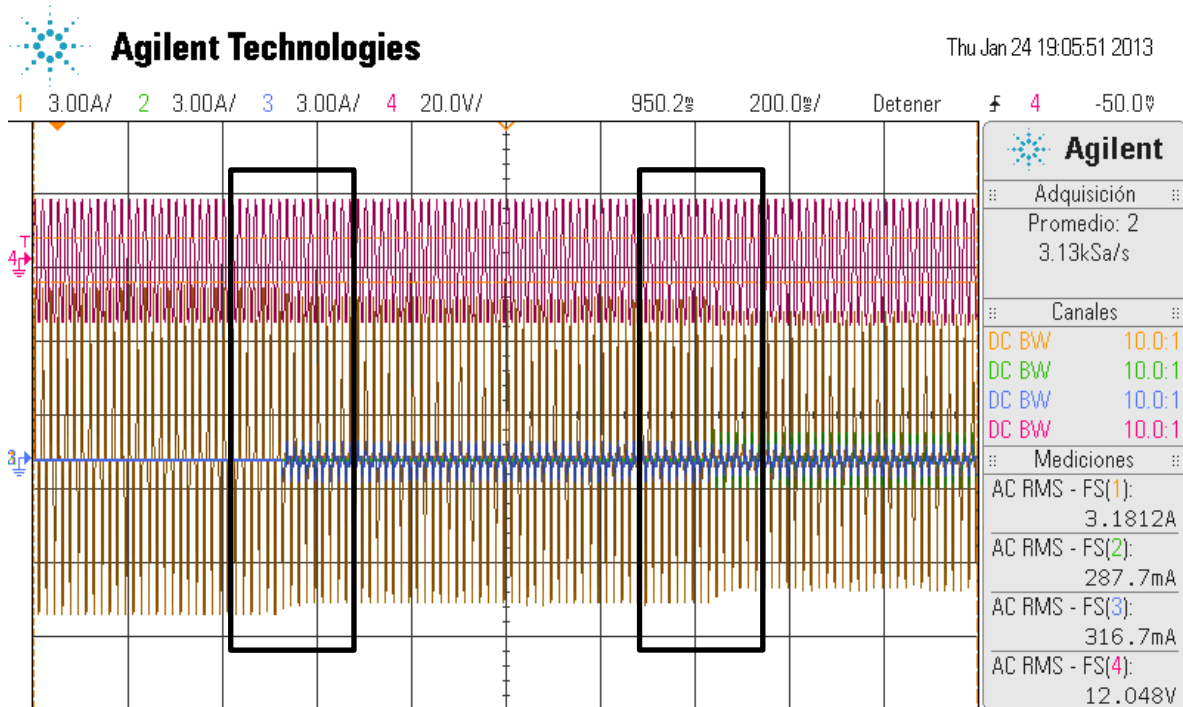
Figura 80 Oscilograma de la conexión en paralelo de los inversores de 40W y 20W carga R.



En cuanto a la conexión de los tres inversores se muestra el oscilograma de la Figura 81 en la que se utiliza carga no lineal, se muestra la conexión inicial del inversor de 40W con la carga (parte izquierda del oscilograma) donde se observa que la corriente en la carga es producida solamente por el inversor de 40W (canal 1), posteriormente (recuadro izquierdo) se hace la conexión del inversor

de 10W, se aprecia que la corriente en el inversor de 40W disminuye debido a que el inversor de 10W empieza a aportar corriente a la carga (canal 3). Luego entra en conexión el inversor de 20W (recuadro derecho) apreciando nuevamente el efecto de disminución de corriente en el inversor de 40W.

Figura 81 Oscilograma de la conexión en paralelo de tres inversores.



En la Figura 82 se muestra la ampliación del recuadro izquierdo de la Figura 81, se observa el instante en que se interconecta el inversor de 10W a la carga. La razón entre corrientes pico se presenta en (146) donde se aprecia que es 4.15, un valor aproximado al diseñado para compartir potencia.

$$\frac{I_{p40W}}{I_{p10W}} = \frac{6.075}{1.4625} = 4.15 \quad (146)$$

La Figura 83 es el oscilograma ampliado del recuadro derecho de la Figura 81, se observa que el inversor de 20W inicialmente no aporta corriente a la carga, posteriormente se interconecta con los inversores de 40W y 10W anteriormente conectados. La corriente pico del inversor de 40W disminuye indicando que el nuevo aporte de corriente se da debido a la interconexión del inversor de 20W. La relación entre corrientes pico se presenta en (147).

$$\frac{I_{p40W}}{I_{p20W}} = \frac{4.875}{2.1375} = 2.28 \quad (147)$$

Figura 82 Oscilograma del instante de conexión del inversor de 10W en paralelo con el de 40W.

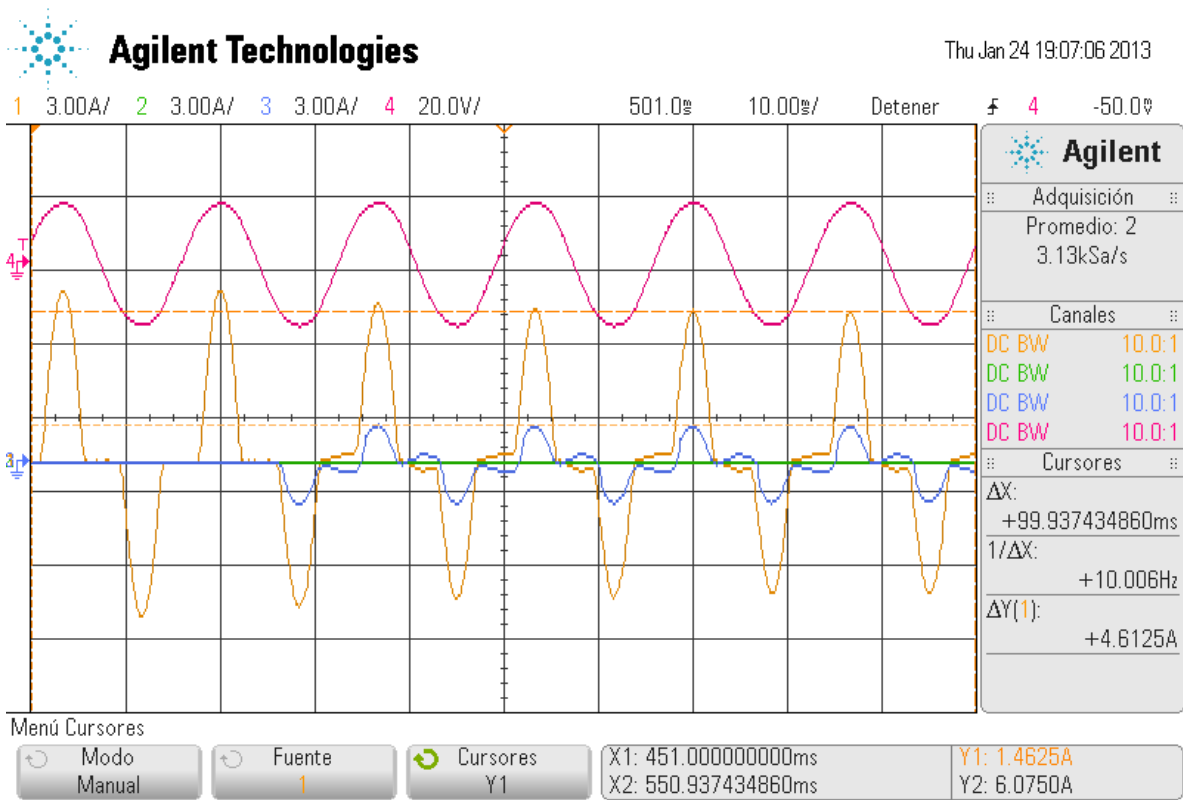
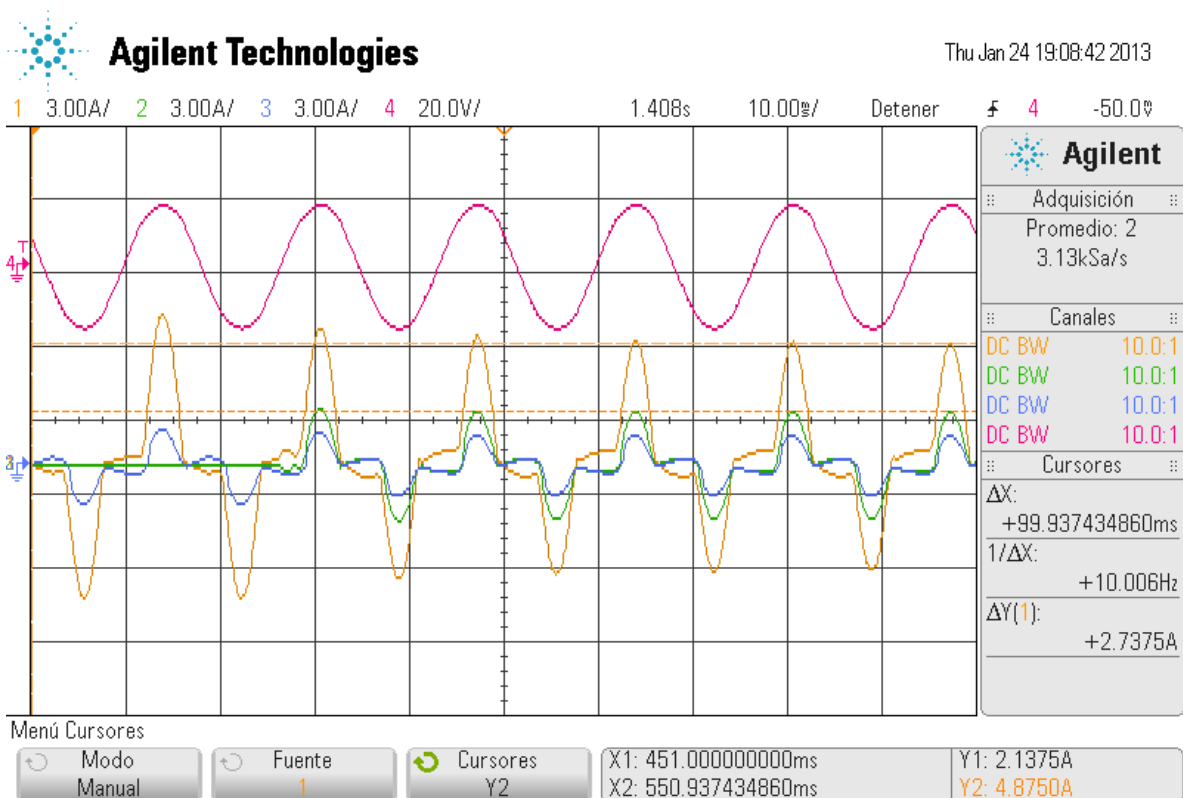
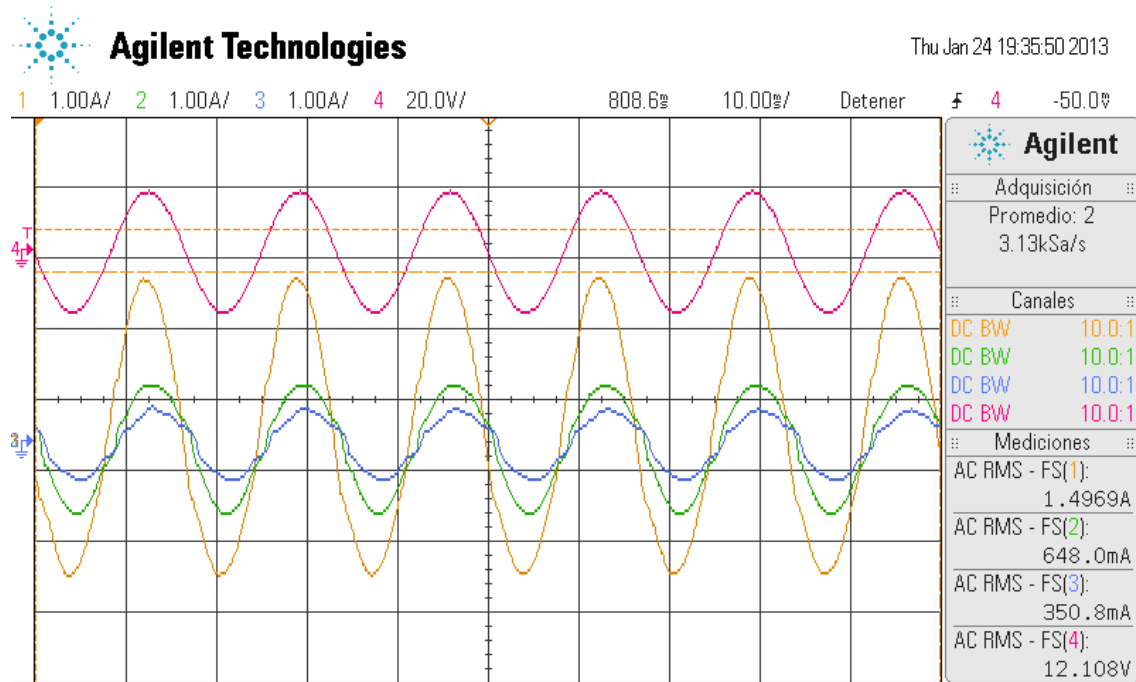


Figura 83 Oscilograma del instante de conexión del inversor de 20W en paralelo con los de 40W y 10W.



La conexión de los tres inversores con carga lineal se muestra en la Figura 84.

Figura 84 Oscilograma de la conexión de tres inversores con carga lineal.



Se observa un ligero desfase entre las corrientes entregadas por los inversores. La relación de corrientes rms entre inversores se presenta en (148).

$$\frac{I_{rms40W}}{I_{rms20W}} = \frac{1.4969}{0.648} = 2.3 ; \quad \frac{I_{rms40W}}{I_{rms10W}} = \frac{1.4969}{0.3508} = 4.26 \quad (148)$$

15 CONCLUSIONES

Haciendo uso de un circuito equivalente de generador e impedancia en serie, se demuestra que para entregar potencia de manera proporcional cuando hay conectados N generadores en paralelo se requiere que sus impedancias de salida sean proporcionales entre sí.

Se sugirió un esquema para la comparación de cuatro topologías de realimentación de control lineal individual para tres generadores conectados en paralelo definidas como Voltaje (caso 1), Voltaje en lazo externo y corriente en lazo interno (caso 2), voltaje en lazo interno y corriente en externo (caso 3), un lazo de voltaje y dos de corriente (caso 4) las cuales fueron comparadas ante pequeñas variaciones en las impedancias de los generadores y en las ganancias de realimentación, dando como resultado que el caso uno es el menos adecuado en el desempeño de la conexión por que produce porcentajes de variación mayores en las potencias activa y reactiva que entrega a la carga. Los casos dos, tres y cuatro presentan porcentajes de variación similares entre sí, por lo cual se sugiere utilizar el caso tres por ser novedoso en el sentido de que se suma una parte de la corriente que va a la carga con la señal sensada de voltaje.

Se obtuvo el modelo de gran señal de un inversor monofásico tipo puente con modulación unipolar para aplicarle la realimentación sugerida, comparándose en simulación con el modelo conmutado del inversor con la misma realimentación, dando como resultado buen seguimiento a la señal de referencia y un error relativo mínimo de -0.021% en la medición de corriente rms y error máximo relativo de -6.5% en la medición de potencia reactiva.

Se determinaron las funciones de transferencia en lazo cerrado y la impedancia de salida del inversor, demostrando que con la realimentación sugerida para conectar los inversores en paralelo de manera proporcional se deben modificar con la misma proporción los componentes del filtro en cada inversor y la ganancia del lazo de corriente.

Para validar las simulaciones se implementaron tres inversores de 40W, 20W, 10W. En el inversor de 40W real se incrementó la distorsión armónica total de 2.4% en simulación a 4.9%. El inversor en mención con la realimentación sugerida más la técnica de droop propuesta y bajo carga no lineal tiene un factor de regulación del 0.7%.

La simulación de la conexión en paralelo de los modelos de los inversores bajo condiciones de diseño, presentan distribución proporcional de potencias activa y reactiva hacia una carga no lineal de 68.3W verificándose la realimentación propuesta y el factor de proporcionalidad.

16 TRABAJOS FUTUROS

Analizar los inversores con diferentes estrategias de control tales como realimentación de estados, control adaptable ó robusto.

Simular las diferentes estrategias de control con el fin de realizar comparaciones entre estas y verificar el mejor sistema de control.

17 BIBLIOGRAFÍA

- Alfaro, V. M. (2003). Laboratorio de Control Automático, Escuela de ingeniería eléctrica Universidad de Costa Rica.
- Ang, S. S. and A. Oliva (2005). Power-Switching Converters, Second Edition, Taylor & Francis Group.
- Bravandere, K. D., B. Bolsens, et al. (2007). "A voltage and frequency droop control for parallel inverters." **22**(4).
- Ciobotaru, M., R. Teodorescu, et al. (2006). A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator. Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE.
- CHEN, J. F. and C. L. CHU (1995). "Combination voltage-controlled and current-controlled PWM inverters for UPS parallel operation." **10**(5).
- CHUNJIANG, Z., C. GUITAO, et al. (2006). "An Alternating-master-slave Parallel Control Research for Single Phase Paralleled Inverters Based on CAN Bus." **1**.
- Distefano, J. and A. Stubberud (1991). Retroalimentación y sistemas de control.
- Erickson, R. W. and D. Maksimovic (2004). Fundamental of powers electronics. New York, Kluwer Academic.
- Ferreira, R. J., R. E. Araujo, et al. (2011). A comparative analysis and implementation of various PLL techniques applied to single-phase grids. Energetics (IYCE), Proceedings of the 2011 3rd International Youth Conference on.
- Golestan, S., M. Joorabian, et al. (2009). Droop Based Control of Parallel-Connected single phase inverters in D Q rotating frame., IEEE International conference on Industrial technology.
- GUERRERO, J. M., N. BERBEL, et al. (2006). Decentralized Control for Parallel Operation of Distributed Generation Inverters in Microgrids Using Resistive Output Impedance., IEEE 32nd Annual conference on industrial Electronics.
- Guerrero, J. M., L. GarcíadeVicuna, et al. (2005). "Output Impedance Design of Parallel-Connected UPS Inverters With Wireless Load-Sharing Control." Industrial Electronics, IEEE Transactions on **52**(4): 1126-1135.
- HOLTZ, J. and K. H. WERNER (1990). "Multi-Inverter UPS System with Redundant Load sharing control." **37**(6).
- Hongliang, W., Y. Xiumei, et al. (2009). A new method of power calculation based on parallel inverters. Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPERC '09. IEEE 6th International.

ITKONEN, T., J. LUUKKO, et al. (2009). Analysis of Current Characteristics of Parallel Three-Phase Voltage Source Inverters. 13th European conference on power electronics and applications Barcelona.

Kuo, B. C. (1996). Sistemas control automático 7ED, Prentice Hall.

LAZZARIN, T. B., G. A. T. BAUER, et al. (2009). A control strategy by instantaneous average values for parallel operation of single phase voltage source inverters based in the inductor current feedback. IEEE Energy conversion Congress and exposition.

Liping, G., J. Y. Hung, et al. (2002). PID controller modifications to improve steady-state performance of digital controllers for buck and boost converters. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE.

Luna, B. E. O. B., C. B. Jacobina, et al. (2011). A new PLL structure for single-phase grid-connected systems. IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society.

LUO, S., Z. YE, et al. (1999). A classification and evaluation of paralleling methods for power supply modules, 30th anual IEEE Power Electronics Specialist Conference.

Mingzhi, G., L. Baohong, et al. (2009). Analysis and implementation of a PLL structure for single-phase grid-connected inverter system. Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International.

Ogata, K. (1995). Discrete-time control systems, Prentice Hall.

PEI, Y., G. JIANG, et al. (2004). "Auto-Master-Slave Control Technique of Parallel Inverters in Distributed AC Power Systems and UPS." **3**.

Salamah, A. M., S. J. Finney, et al. (2008). "Autonomous controller for improved dynamic performance of AC grid, parallel-connected, single-phase inverters." Generation, Transmission & Distribution, IET **2**(2): 209-218.

Silva, S. M., B. M. Lopes, et al. (2004). Performance evaluation of PLL algorithms for single-phase grid-connected systems. Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE.

Tajuddin, M. F. N. and N. A. Rahim (2009). Small-signal AC modeling technique of Buck converter with DSP based Proportional-Integral-Derivative (PID) controller. Industrial Electronics & Applications, 2009. ISIEA 2009. IEEE Symposium on.

THUNES, J., R. KERKMAN, et al. (1999). "Current Regulator Instabilities on Parallel Voltage-Source Inverters." IEEE transaction on Industry applications **35**(1).

Tuladhar, A., H. Jin, et al. (1997). Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections. Twelfth Annual applied power electronics conference and exposition, Atlanta GA.

Yao, W., M. Chen, et al. (2010). "Design and Analysis of the Droop Control Method for Parallel Inverters Considering the Impact of the complex Impedance on the Power Sharing." IEEE transaction on Industrial electronics **PP**(99).

Zheng, R., G. Mingzhi, et al. (2010). Power calculation method used in wireless parallel inverters under nonlinear load conditions. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE.