

## CAPÍTULO 6

### 6. SIMULACIONES Y VALIDACIÓN EXPERIMENTAL

- 6.1. SIMULACIÓN DE LAS ESTRATEGIAS DE MODULACIÓN UTILIZANDO EL ENTORNO DE SIMULACIÓN DE MATLAB
  - 6.1.1. Simulación de la estrategia de modulación para inversores de dos niveles
  - 6.1.2. Simulación de la estrategia de modulación unipolar multinivel
  - 6.1.3. Simulación de la estrategia de modulación de los dos vectores más cercanos
  - 6.1.4. Simulación en lazo cerrado del inversor de dos niveles
- 6.2. REALIZACIÓN DE LOS INVERSORES
  - 6.2.1. Módulos de potencia
  - 6.2.2. Inversor bidireccional con aislamiento en alta frecuencia utilizando las topologías puente completo/puente completo
  - 6.2.3. Inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías puente completo/medio puente
  - 6.2.4. Inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías push-pull/puente completo
  - 6.2.5. Filtro de salida pasabajos
  - 6.2.6. Sensores de tensión y de corriente
  - 6.2.7. Carga resistiva-inductiva
  - 6.2.8. Placa de conexión
  - 6.2.9. Placa de desarrollo de PLD
- 6.3. VALIDACIÓN EXPERIMENTAL DE LOS INVERSORES BIDIRECCIONALES CON AISLAMIENTO EN ALTA FRECUENCIA DE DOS NIVELES Y MULTINIVEL
  - 6.3.1. Resultados en lazo abierto del inversor bidireccional con aislamiento en alta frecuencia de dos niveles utilizando las topologías puente completo /puente completo
    - 6.3.1.1. *Resultados utilizando carga resistiva*
    - 6.3.1.2. *Resultados utilizando carga resistiva-inductiva*

- 6.3.1.3. *Resultados utilizando carga no-lineal*
- 6.3.1.4. *Distorsión armónica total y rendimiento*
- 6.3.2. Resultados en lazo abierto del inversor bidireccional con aislamiento en alta frecuencia de dos niveles utilizando las topologías puente completo /medio puente
  - 6.3.2.1. *Resultados utilizando carga resistiva*
  - 6.3.2.2. *Resultados utilizando carga resistiva-inductiva*
  - 6.3.2.3. *Resultados utilizando carga no-lineal*
  - 6.3.2.4. *Distorsión armónica total y rendimiento*
- 6.3.3. Resultados en lazo abierto del inversor bidireccional con aislamiento en alta frecuencia de dos niveles utilizando las topologías push-pull /puente completo
  - 6.3.3.1. *Resultados utilizando carga resistiva*
  - 6.3.3.2. *Resultados utilizando carga resistiva-inductiva*
  - 6.3.3.3. *Resultados utilizando carga no-lineal*
  - 6.3.3.4. *Distorsión armónica total y rendimiento*
- 6.3.4. Resultados en lazo abierto del inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías puente completo/medio puente utilizando la modulación unipolar multinivel
  - 6.3.4.1. *Resultados utilizando carga resistiva*
  - 6.3.4.2. *Resultados utilizando carga resistiva-inductiva*
  - 6.3.4.3. *Resultados utilizando carga no-lineal*
  - 6.3.4.4. *Distorsión armónica total y rendimiento*
- 6.3.5. Resultados en lazo abierto del inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías puente completo/medio puente utilizando la modulación de los dos vectores más cercanos
  - 6.3.5.1. *Resultados utilizando carga resistiva*
  - 6.3.5.2. *Resultados utilizando carga resistiva-inductiva*
  - 6.3.5.3. *Resultados utilizando carga no-lineal*
  - 6.3.5.4. *Distorsión armónica total y rendimiento*
- 6.3.6. Resultados en lazo abierto del inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías push-pull/puente completo utilizando la modulación unipolar multinivel
  - 6.3.6.1. *Resultados utilizando carga resistiva*
  - 6.3.6.2. *Resultados utilizando carga resistiva-inductiva*
  - 6.3.6.3. *Resultados utilizando carga no-lineal*
  - 6.3.6.4. *Distorsión armónica total y rendimiento*
- 6.3.7. Resultados en lazo abierto del inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías push-

pull/puente completo utilizando la modulación de los dos vectores más cercanos

*6.3.7.1. Resultados utilizando carga resistiva*

*6.3.7.2. Resultados utilizando carga resistiva-inductiva*

*6.3.7.3. Resultados utilizando carga no-lineal*

*6.3.7.4. Distorsión armónica total y rendimiento*

6.3.8. Resumen de resultados de distorsión armónica de los inversores

6.3.9. Resultados de rendimiento de los inversores

6.3.10. Resumen comparativo de topologías bidireccionales con aislamiento en alta frecuencia

6.3.11. Resultados en lazo cerrado del inversor bidireccional de dos niveles con aislamiento en alta frecuencia utilizando las topologías puente completo/puente completo

6.3.12. Resultados en lazo cerrado del inversor bidireccional de dos niveles con aislamiento en alta frecuencia utilizando las topologías puente completo/medio puente

*6.3.12.1. Resultados en lazo abierto*

*6.3.12.2. Resultados en lazo cerrado*

6.4. CONCLUSIONES

## CAPÍTULO 6

### 6. Simulaciones y validación experimental

El Objetivo de este capítulo es mostrar las características de funcionamiento de los inversores bidireccionales con aislamiento en alta frecuencia de dos niveles y multinivel. En primer lugar se muestran algunos resultados de simulación de las estrategias de modulación utilizadas para sintetizar la tensión de salida. Posteriormente se muestran los detalles de la implementación de los prototipos realizados para la comprobación experimental. Finalmente se presentan los resultados obtenidos en laboratorio.

#### 6.1. Simulación de las estrategias de modulación utilizando el entorno de simulación de MATLAB

El objetivo de esta apartado es mostrar el comportamiento esperado en los inversores con aislamiento en alta frecuencia de dos niveles y multinivel utilizando la modulación de dos niveles unipolar, la modulación multinivel unipolar y la modulación multinivel utilizando los vectores más cercanos.

##### 6.1.1. *Simulación de la estrategia de modulación para inversores de dos niveles*

La figura 6.1 muestra el diagrama de bloques de la simulación de la modulación unipolar pwm senoidal para el caso de inversores de dos niveles. La tensión  $V_{ref}$  es la tensión de referencia. Para la simulación se establecen los siguientes parámetros: Magnitud de la tensión de referencia,  $V_{ref}=0.95$  (p.u.), frecuencia de línea,  $f_o=50$  Hz, tiempo de muestreo,  $st=305 \times 10^{-9}$  ns; frecuencia de conmutación,  $f_s=20$  kHz; filtro de salida,  $L=2$  mH y  $C=10$  uF; Voltaje de entrada,  $V_i=24$  V; Voltaje de salida,  $V_o=100$  Vrms.

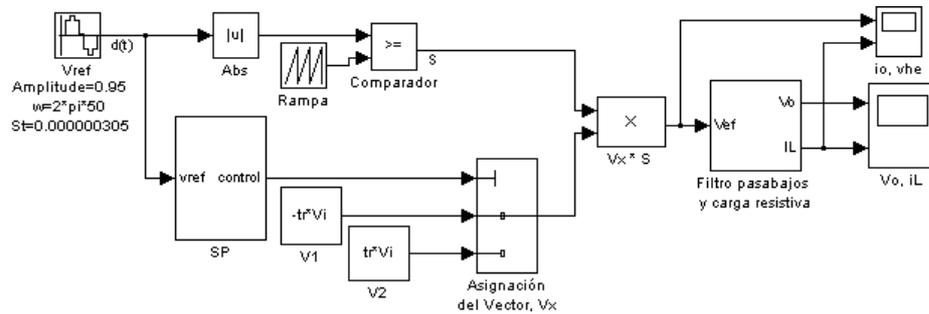


Figura 6.1. Diagrama de bloques para la simulación de la modulación unipolar de dos niveles.

La figura 6.2 muestra la tensión y la corriente por la carga en dos periodos de línea

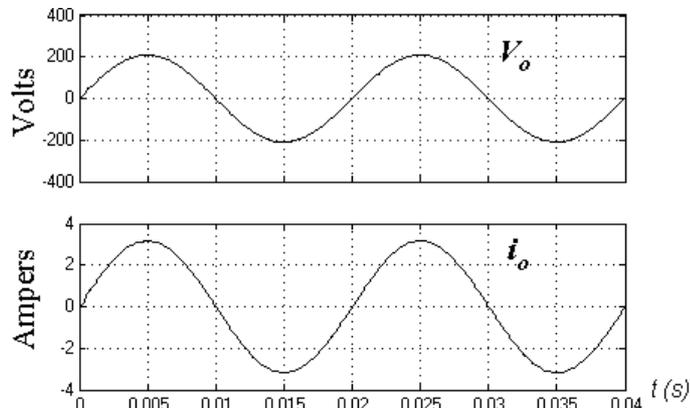


Figura 6.2. Tensión de salida,  $V_o$  y corriente por la inductancia,  $i_L$  en un inversor de dos niveles utilizando la modulación unipolar.

La figura 6.3 muestra la tensión a la entrada del filtro pasabajos  $V_{ef}$  y la corriente por la bobina,  $i_L$ . Debido a que la frecuencia de conmutación es de 20 kHz, no se puede apreciar la modulación senoidal de la tensión.

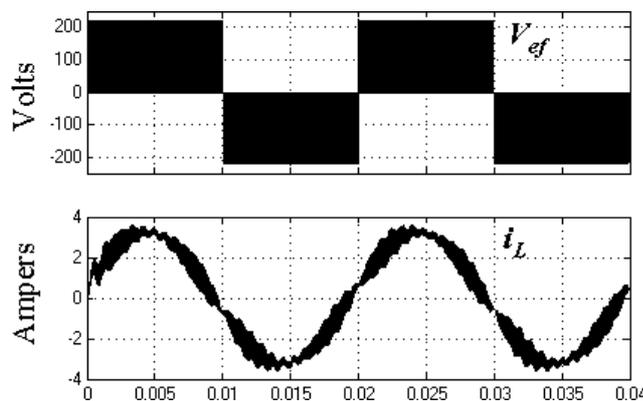


Figura 6.3. Tensión de salida,  $V_o$  y corriente por la inductancia,  $i_L$  utilizando la modulación unipolar de dos niveles.

La figura 6.4 muestra el espectro de frecuencia de la tensión a la entrada del filtro pasabajos. La distorsión armónica de dicha tensión es de 57% tomando en cuenta armónicos del orden de 100 kHz. Se aprecia el armónico fundamental a 50 Hz y el armónico más grande después de la fundamental está en 20 kHz que es la frecuencia de conmutación.

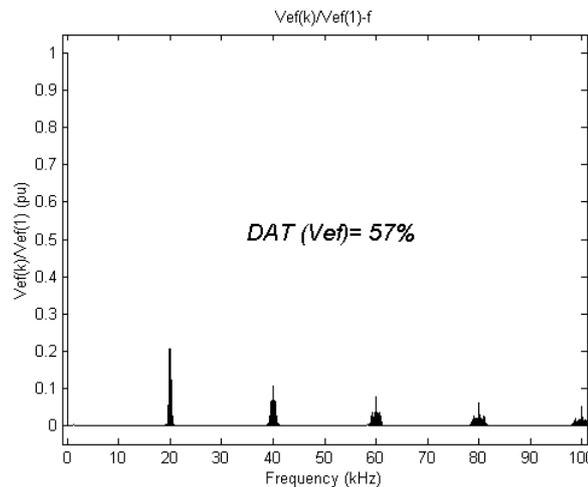


Figura 6.4. Espectro de frecuencia de la tensión a la entrada del filtro pasabajos  $V_{ef}$ .

### 6.1.2. Simulación de la estrategia de modulación unipolar multinivel

La figura 6.5 muestra el diagrama de bloques de la simulación de la EMUM para el caso de inversores multinivel. La tensión  $V_{ref}$  es la tensión de referencia. Para la simulación se establecen los siguientes parámetros: Magnitud de la tensión de referencia,  $V_{ref} = 0.95$  (p.u.), frecuencia de línea,  $f_o = 50$  Hz, tiempo de muestreo,  $st = 305 \times 10^{-9}$  ns; frecuencia de conmutación,  $f_s = 20$  kHz; filtro de salida,  $L = 2$  mH y  $C = 10$   $\mu$ F; Voltaje de entrada,  $V_i = 24$  V; Voltaje de salida,  $V_o = 100$  Vrms.

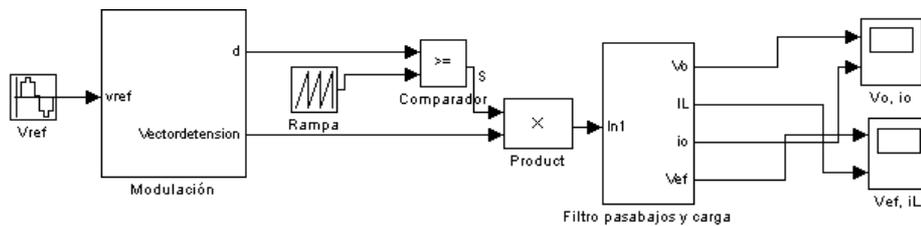


Figura 6.5. Diagrama de bloques para la simulación de la estrategia de modulación unipolar multinivel.

La figura 6.6 muestra la forma de onda de salida cuando se utiliza la modulación unipolar multinivel. En esta modulación se utiliza el vector de tensión que le corresponda debido a la proyección sobre el eje real del vector de referencia y el vector cero.

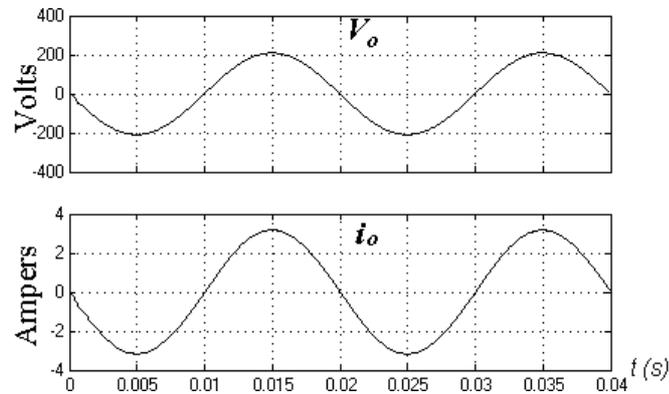


Figura 6.6. Tensión de salida,  $V_o$  y corriente de salida,  $i_o$  utilizando la modulación unipolar multinivel.

La figura 6.7 muestra la tensión a la entrada del filtro pasabajos  $V_{ef}$  para la modulación unipolar multinivel. Se puede observar que la envolvente de la tensión es ahora multinivel, logrando de esta forma reducir la distorsión armónica de la tensión  $V_{ef}$ .

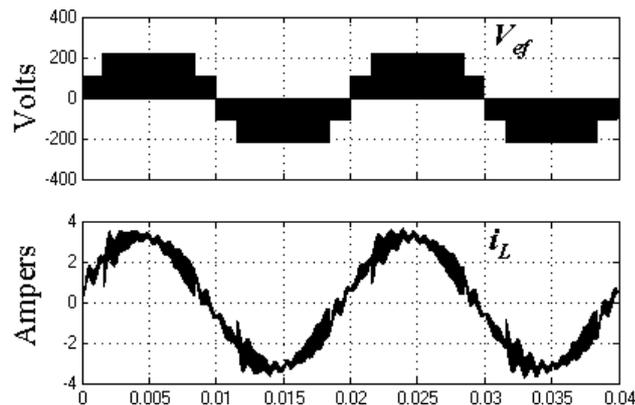


Figura 6.7. Tensión de salida,  $V_o$  y corriente por la inductancia,  $i_L$  utilizando la modulación unipolar de dos niveles.

La figura 6.8 muestra el espectro de frecuencia de la tensión de entrada del filtro pasabajos. La distorsión armónica de  $V_{ef}$  es de 49%. Se puede observar que el porcentaje de distorsión de la modulación unipolar multinivel es menor que la modulación pwm senoidal de dos niveles, aunque no es exageradamente distinta.

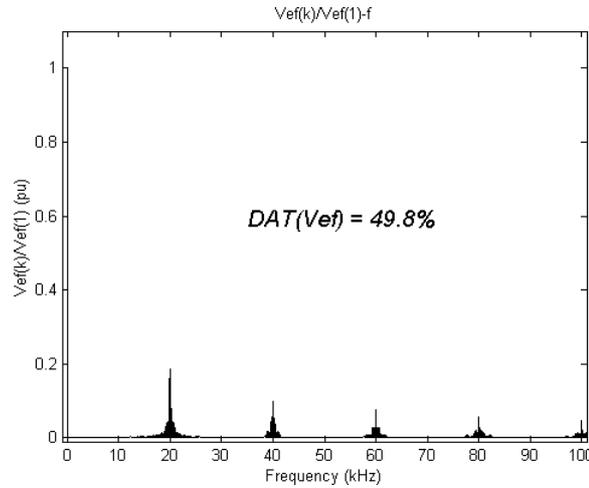


Figura 6.8. Espectro de frecuencia de la tensión a la entrada del filtro pasabajos  $V_{ef}$ .

### 6.1.3. Simulación de la estrategia de modulación de los dos vectores más cercanos

La figura 6.9 muestra el diagrama de bloques de la simulación de la EM2VMC para inversores multinivel. La tensión  $V_{ref}$  es la tensión de referencia. Para la simulación se establecen los siguientes parámetros: Magnitud de la tensión de referencia,  $V_{refm} = 0.95$ (p.u.), frecuencia de línea,  $f_o = 50$  Hz, tiempo de muestreo,  $st = 305 \times 10^{-9}$  ns; frecuencia de conmutación,  $f_s = 20$  kHz; filtro de salida,  $L = 2$  mH y  $C = 10$  uF; Voltaje de entrada,  $V_i = 24$  V; Voltaje de salida,  $V_o = 100$  Vrms.

Finalmente se presenta la simulación de la estrategia de modulación de los dos vectores más cercanos. La figura 6.9 muestra la tensión y la corriente de salida aplicando esta modulación.

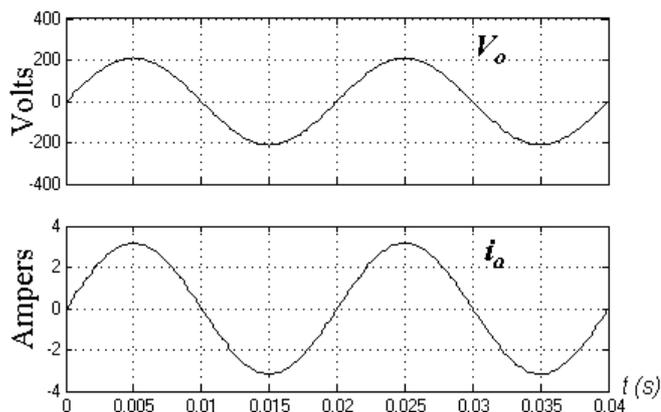


Figura 6.9. Tensión de salida,  $V_o$  y corriente de salida,  $i_o$  utilizando la modulación multinivel de los dos vectores más cercanos.

La figura 6.10 muestra la tensión de entrada del filtro pasabajos utilizando la modulación de los dos vectores más cercanos. Es importante aclarar que la tensión  $V_{ef}$  obtenida por simulación durante algunos momentos no incluye la tensión cero debido a

que se consideran dispositivos semiconductores ideales y no se introduce el efecto del transformador.

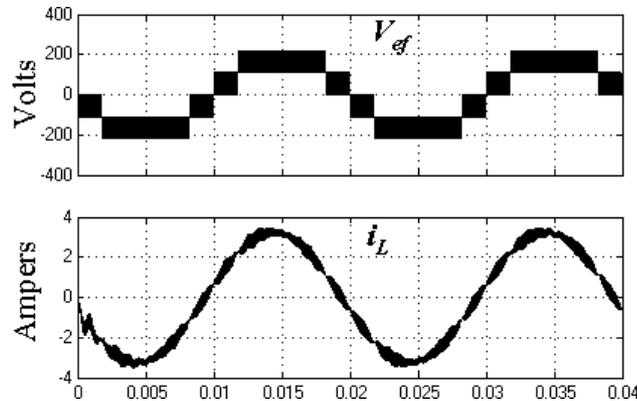


Figura 6.10. Tensión de salida,  $V_o$  y corriente por la inductancia,  $i_L$  utilizando la modulación multinivel de los dos vectores más cercanos.

La figura 6.11 muestra el espectro de frecuencia de la tensión  $V_{ef}$ . La distorsión armónica total de la tensión  $V_{ef}$  para la modulación de anchura de pulso senoidal es de 29.81%

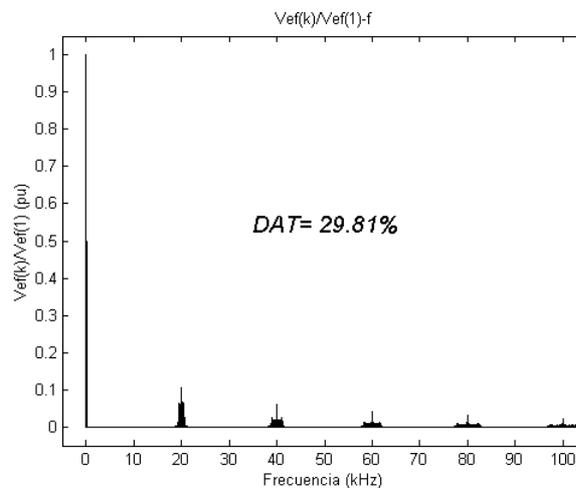


Figura 6.11. Espectro de frecuencia de la tensión a la entrada del filtro pasabajos  $V_{ef}$ .

La baja distorsión armónica de la tensión  $V_{ef}$ , la disminución del rizado de corriente por la inductancia del filtro pasabajos y la posibilidad de trabajar con tensiones menores en los interruptores con la consiguiente reducción de las pérdidas por conmutación hacen de las topologías multinivel, una buena opción para la realización de la etapa inversora. A continuación se muestra el comportamiento del modelo del convertidor al cerrar el lazo de control.

**6.1.4. Simulación en lazo cerrado del inversor de dos niveles**

Para realizar pruebas en lazo cerrado, se propone utilizar un controlador lineal cuadrático (LQR) mas una parte integral. El diagrama de bloques de la parte del controlador se muestra en la figura 6.12.

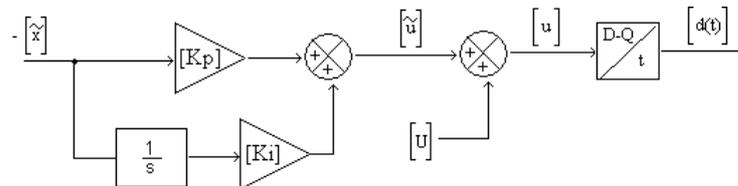


Figura 6.12. Diagrama de bloques del controlador lineal cuadrático más una parte integral en coordenadas DQ.

El controlador se implementa en matlab y se realiza una simulación. Para la simulación se establecen los siguientes parámetros: magnitud de la tensión de referencia,  $V_{ref} = 100$  Vrms, frecuencia de línea,  $f_o = 50$  Hz, tiempo de muestreo,  $st= 305 \times 10^{-9}$  ns; frecuencia de conmutación,  $f_s=20$  kHz; filtro de salida,  $L=2$  mH y  $C=10$  uF; Voltaje de entrada,  $V_i=20$  V, resistencia de carga máxima,  $R=62 \Omega$ , potencia de salida máxima,  $P_o= 162$  W.

La figura 6.13 muestra la evolución de la tensión de salida y de la corriente en el filtro pasabajos ante un cambio de carga.

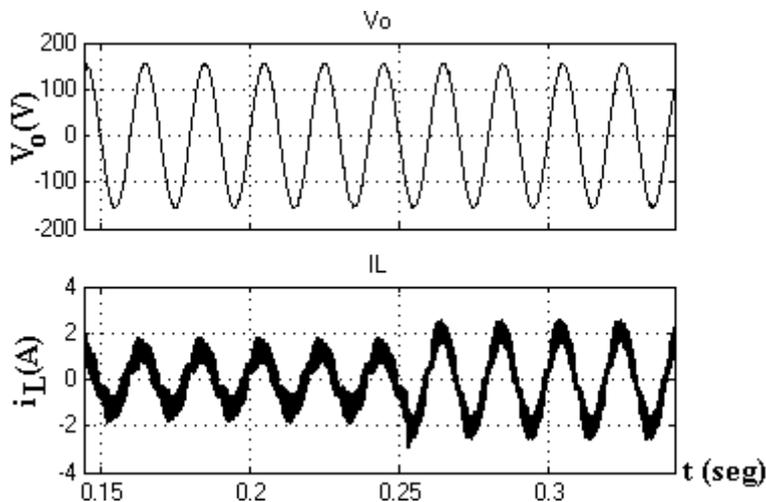


Figura 6.13. Cambio de la resistencia de carga del 50 al 100 %.

## 6.2. Realización de los prototipos experimentales

La realización de los IBAAF de dos niveles y multinivel se ha hecho utilizando módulos funcionales (*mf*) [64]. Cada módulo consta de dos transistores, sus respectivos circuitos de accionamiento y sus fuentes de alimentación aisladas. La tabla 6.1 muestra el requerimiento de módulos por parte de los inversores.

TABLA 6.1. NÚMERO DE MÓDULOS UTILIZADOS EN CADA INVERSOR

<i>Basado en la topología</i>	<i>Tipo</i>	<i>Número de módulos funcionales (mf)</i>
puente completo/puente completo	dos niveles	6
puente completo/medio puente	dos niveles	4
<i>push-pull</i> /puente completo	dos niveles	5
puente completo/medio puente	multinivel	6
<i>push-pull</i> /puente completo	multinivel	6

### 6.2.1. Módulos de potencia utilizados para realizar los inversores

La figura 6.14 muestra la disposición de un módulo funcional. Cada módulo está compuesto por una fuente de alimentación con dos salidas de tensión aisladas de +15 V necesarias para alimentar el *driver* de cada transistor. La fuente de alimentación está basada en la topología *flyback* utilizando el dispositivo de conmutación TOP223Y, el cual incluye circuitería de control. El transformador de aislamiento consta de un devanado primario y tres devanados secundarios, dos de los devanados secundarios son utilizados para generar salidas de 15V sin lazo de control y el tercer secundario alimenta la circuitería para cerrar el lazo de control.

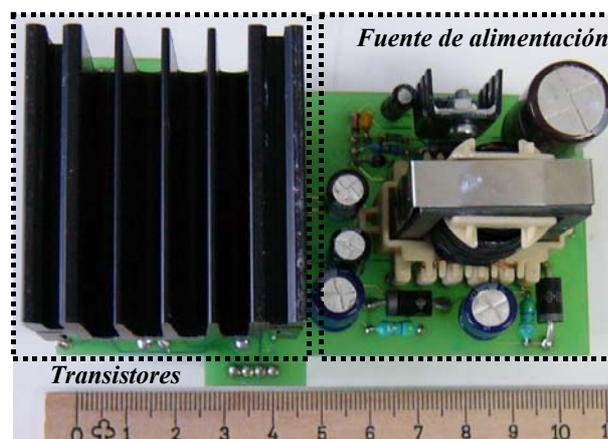


Figura 6.14. Vista superior del módulo de potencia funcional.

La figura 6.15 muestra la vista inferior de un módulo funcional. En la parte inferior van montados los circuitos opto-acopladores y los *drivers*. Se tienen dos opto-

acopladores HCPL-2211 por cada transistor. Un opto-acoplador se utiliza para introducir la señal digital de disparo y el otro se utiliza para enviar una señal de alarma por sobre-corriente. La señal entregada por el opto-acoplador es enviada al dispositivo IR2121 que se encarga de activar a cada transistor.

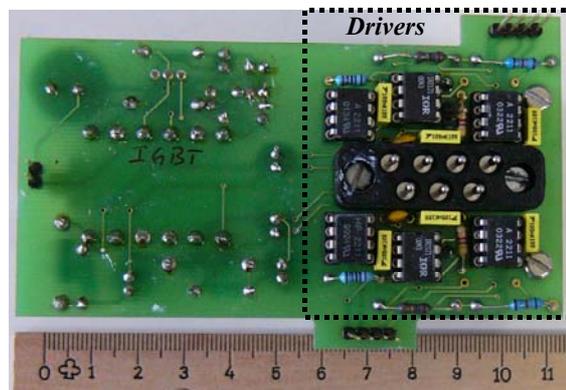


Figura 6.15. Vista inferior del módulo de potencia funcional.

### 6.2.2. Construcción del inversor bidireccional de dos niveles con aislamiento en alta frecuencia utilizando en las topologías puente completo/puente completo

La figura 6.16 muestra el diagrama de circuito del IBAAF de dos niveles utilizando las topologías puente completo/puente completo, se indican los pares de transistores que forman cada módulo funcional.

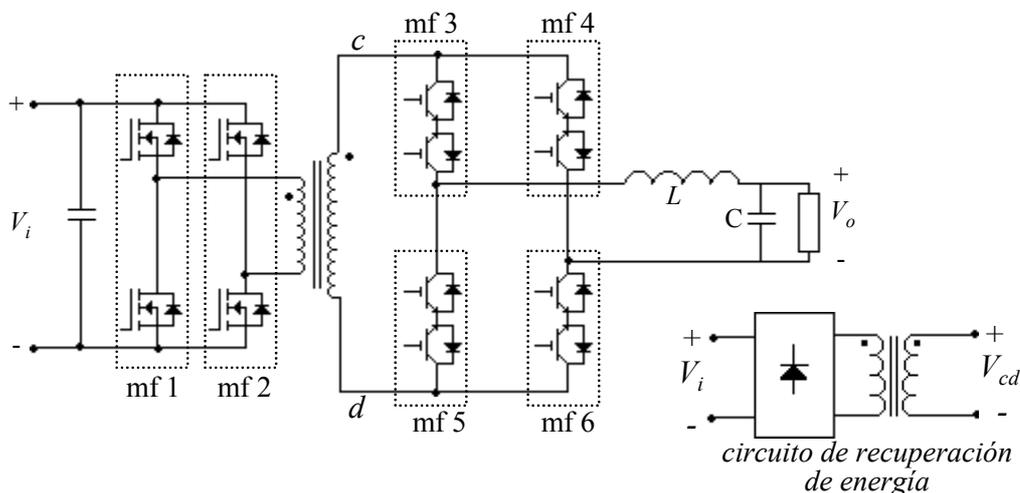


Figura 6.16. Inversor bidireccional con aislamiento en alta frecuencia puente completo/puente completo de dos niveles utilizando módulos funcionales.

La figura 6.17 muestra el circuito experimental del inversor bidireccional de dos niveles con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías puente completo/puente completo.

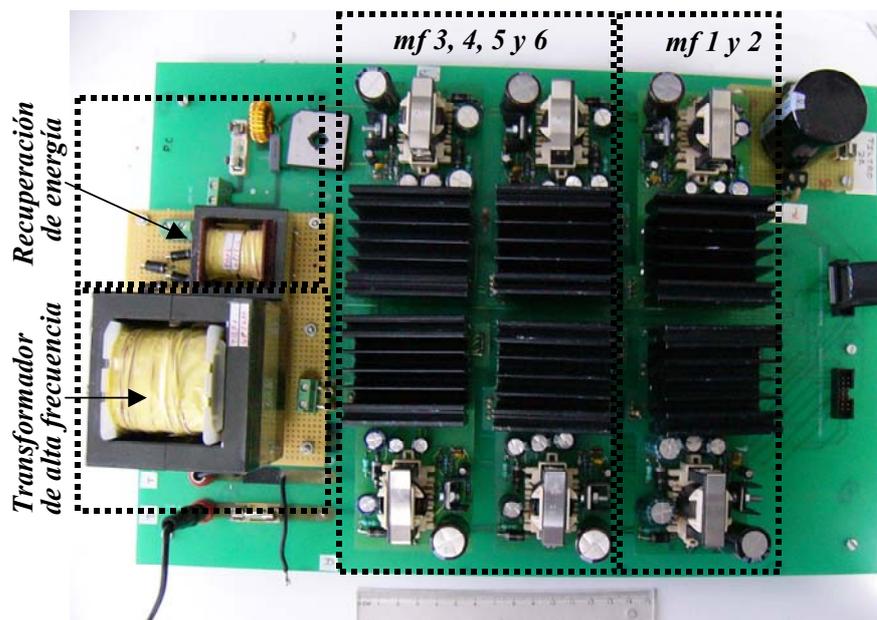


Figura 6.17. Inversor bidireccional de dos niveles con aislamiento en alta frecuencia puente completo/puente completo.

El convertidor cc/ca está formado por dos módulos funcionales con transistores MOSFET's. Se han elegido los transistores MOSFET's para realizar los convertidores cc/ca debido a su capacidad de manejar corrientes elevadas con una baja resistencia de encendido disponibles para una amplia gama de valores de tensión baja, de tal forma que se optimiza la eficiencia del convertidor cc/ca.

El convertidor ca/ca puente completo está formado por cuatro módulos funcionales y se utilizan transistores IGBT's. Los transistores IGBT presentan mejores características de rendimiento a tensiones elevadas (600V o 1200V), además de contar con una amplia gama de modelos con caídas de tensión de encendido de valores bajos.

Se puede observar que el convertidor ca/ca está más cerca del transformador de alta frecuencia con el objetivo de reducir inductancia de dispersión del cableado. El transformador de alta frecuencia está formado por un devanado primario y un devanado secundario. El devanado secundario está conectado al convertidor ca/ca y en paralelo al transformador de recuperación de energía. La energía almacenada debido a la inductancia dispersa del secundario del transformador se regresa a la fuente de alimentación a través del transformador de recuperación de energía el puente de diodos.

### 6.2.3. *Construcción del inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías puente completo / medio puente*

La figura 6.18 muestra el diagrama de circuito del inversor bidireccional con aislamiento en alta frecuencia utilizando las topologías puente completo/medio puente.

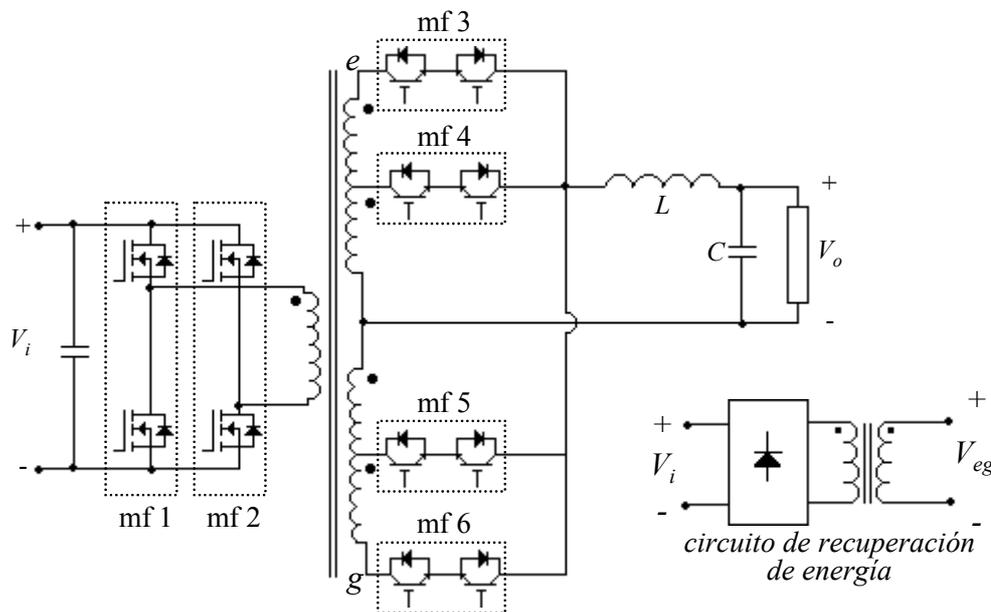


Figura 6.18. Inversor bidireccional con aislamiento en alta frecuencia puente completo/puente completo de dos niveles utilizando módulos funcionales.

La figura 6.19 muestra el inversor bidireccional con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías puente completo/medio puente. Se utilizan dos módulos funcionales para realizar el convertidor cc/ca utilizando la topología puente completo y se utilizan cuatro módulos funcionales para realizar el convertidor ca/ca multinivel medio puente. Para realizar las pruebas utilizando el convertidor ca/ca medio puente de dos niveles es necesario inhibir un módulo y hacer funcionar únicamente dos. El transformador de alta frecuencia tiene un devanado primario y cuatro devanados secundarios. Se utiliza el mismo transformador para realizar las pruebas utilizando la topología de dos niveles y la multinivel. El circuito de recuperación de energía está compuesto por un transformador y un puente de diodos que transfiere la energía recuperada a la fuente de alimentación de cc. Las señales de activación de los transistores se transfieren a través de un conector de doble fila para cable plano de 14 terminales. Es importante resaltar que se utiliza el cable plano blindado con conexión del blindaje a tierra y el diseño de la placa base, donde están empotrados los módulos funcionales se han diseñado utilizando un plano de tierra en la parte inferior y un plano de tensión (5V) en la parte superior. La tensión de 5 V necesaria para el funcionamiento de los opto-acopladores y la tierra digital se aplican a través de los dos pines restantes del conector.

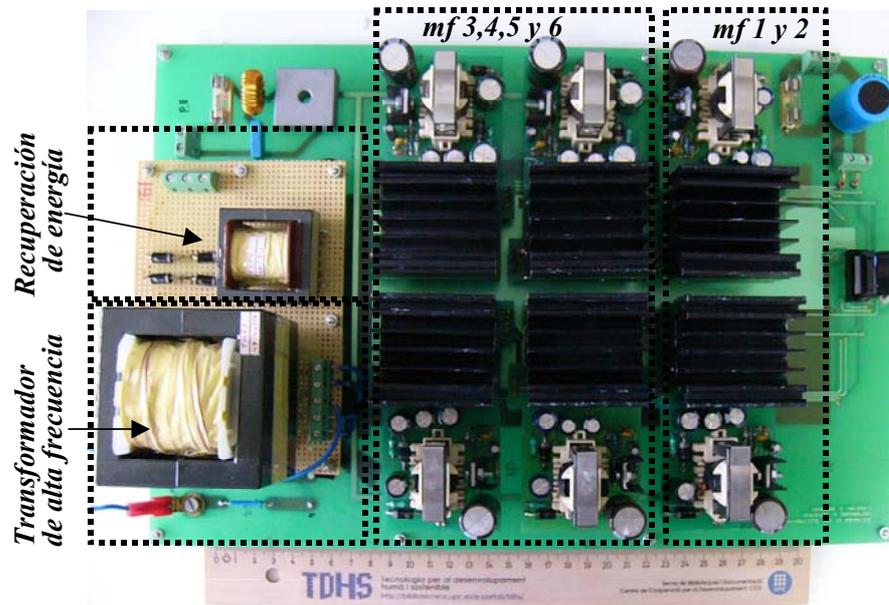


Figura 6.19. Inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías puente completo / medio puente.

#### 6.2.4. Construcción del inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías push-pull/puente completo

La figura 6.20 muestra el diagrama de circuito del IBMAAF basado en las topologías push-pull/puente completo.

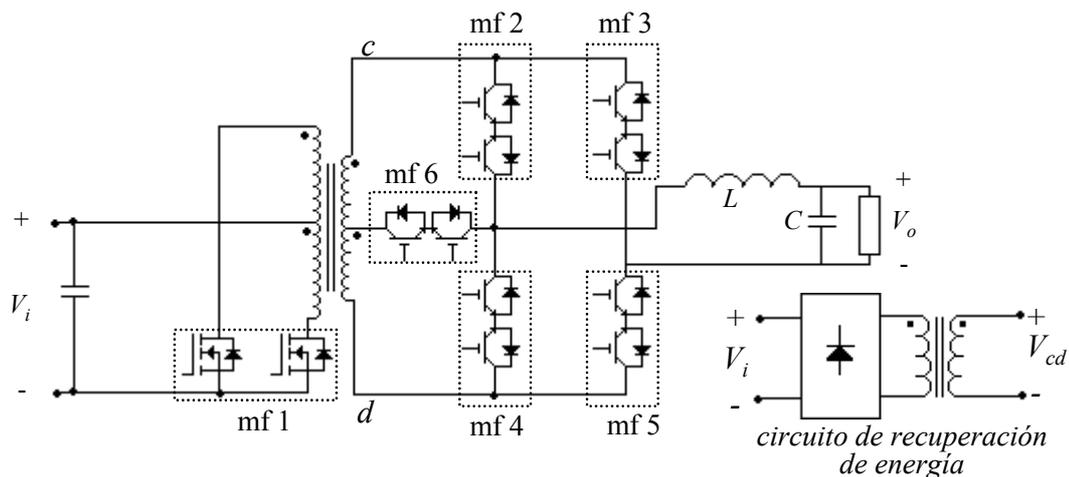


Figura 6.20. Inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías push-pull/puente completo.

La figura 6.21 muestra la disposición de los módulos funcionales para formar el inversor bidireccional con aislamiento en alta frecuencia multinivel basado en las topologías push-pull/puente completo.

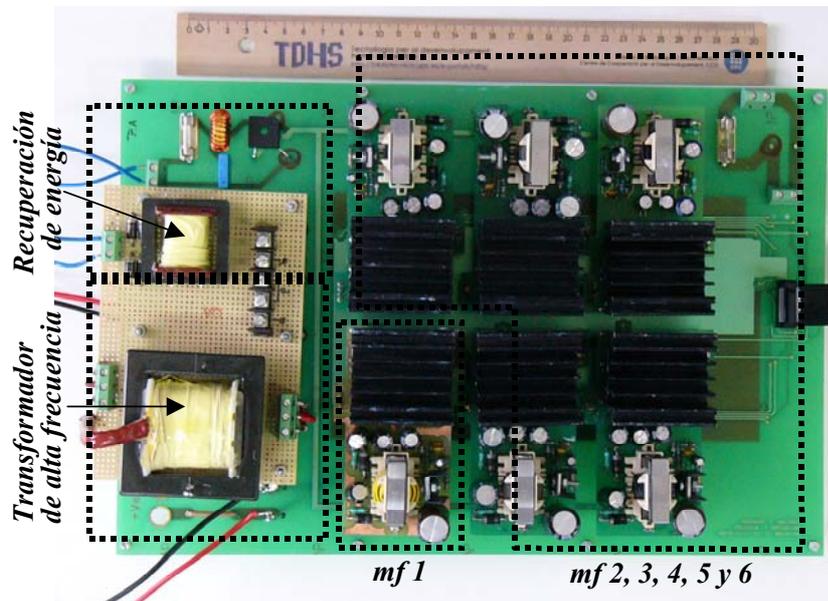


Figura 6.21. Inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías *push-pull* / puente completo.

El convertidor *cc/ca push-pull* está formado por dos transistores de potencia, de tal forma que es necesario utilizar un módulo de potencia. Asimismo el convertidor *ca/ca* puente completo multinivel está formado por 5 módulos de potencia, cuatro para el puente completo y un módulo para el acceso a la toma media del transformador. Los circuitos de *snubber* del *push-pull* se colocan en la regleta que está al lado del transformador de recuperación de energía, necesarios debido a la inductancia de dispersión del primario del transformador. Se puede observar que el módulo de potencia que forma el convertidor *cc/ca push-pull* está ubicado cerca del transformador de alta frecuencia, con el objetivo de minimizar el trayecto del cableado de conexión y disminuir la inductancia dispersa. El transformador de alta frecuencia tiene dos devanados de entrada para la conexión del convertidor *cc/ca push-pull* y dos devanados de salida para conectar el convertidor *ca/ca* con toma media. Se puede observar que la placa base es similar a la placa base de la figura 6.19 con la misma disposición de los módulos de potencia. La diferencia radica en la interconexión por la parte inferior del convertidor y del transformador de alta frecuencia.

### 6.2.5. Disposición del filtro de salida pasabajos

La figura 6.22 muestra la disposición del filtro pasabajos. La bobina se realizó utilizando dos bobinas toroidales de 1 mH y un condensador de polipropileno metalizado de tensión nominal de 440 Vrms de 10  $\mu$ F.

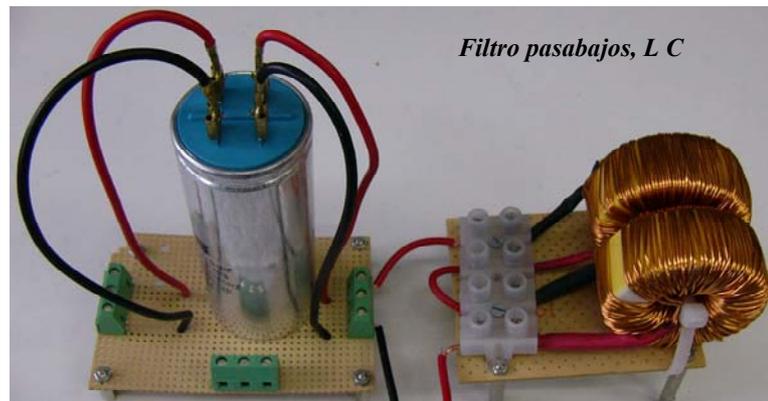


Figura 6.22. Filtro de salida pasabajos,  $L=2\text{ mH}$ ,  $C=10\text{ }\mu\text{F}$ .

### 6.2.6. Sensores de tensión y de corriente

Para realizar la secuencia de conmutación y para realizar el control de lazo cerrado, es necesario utilizar un sensor de tensión y un circuito sensor de corriente. La señal obtenida de los sensores se acondiciona utilizando un amplificador operacional. Las señales de tensión y de corriente sensadas se envían a través de cable coaxial hacia las entradas analógicas del panel de conexiones del DSP. La figura 6.23 muestra la ubicación de los elementos de la placa de sensado.

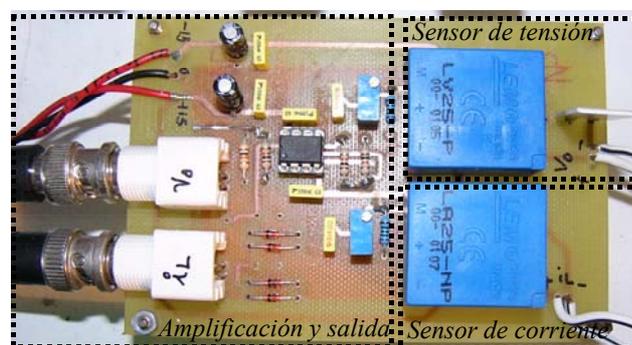


Figura 6.23. Sensores de tensión y de corriente para los inversores bidireccionales con aislamiento en alta frecuencia.

### 6.2.7. Carga resistiva e inductiva utilizada para las pruebas

En la figura 6.24 se observa la carga resistiva-inductiva empleada. Para la parte inductiva se utilizan 30 bobinas toroidales de  $1\text{ mH}$ . Para la parte resistiva se utiliza una carga trifásica variable por tramos de  $62\text{ }\Omega$  por fase.

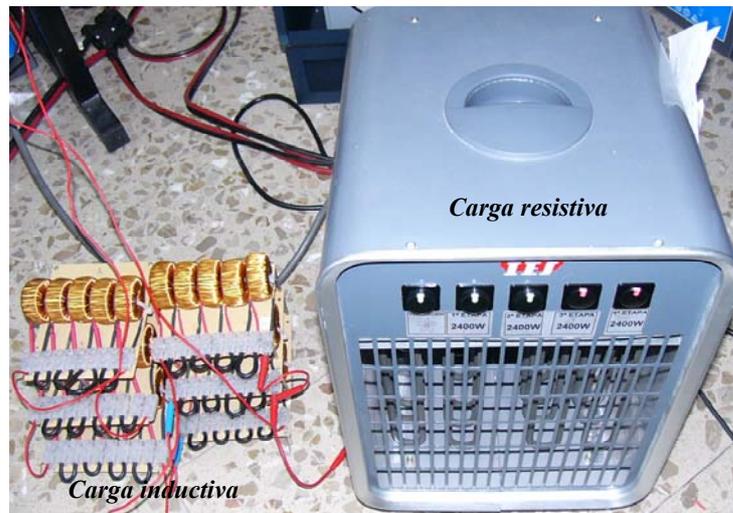


Figura 6.24. Carga resistiva e inductiva utilizadas en las pruebas experimentales.

### 6.2.8. Panel de conexiones y placa de desarrollo

El panel de conexiones se muestra en la figura 6.25, se puede observar que se tiene un conector para las entradas/salidas digitales por donde se envía información hacia el DSP. Asimismo se utilizan las salidas *pwm* para enviar el ciclo de trabajo para la activación de los transistores. Se utilizan dos entradas analógicas para la tensión de salida y la corriente por la bobina del filtro pasabajos.

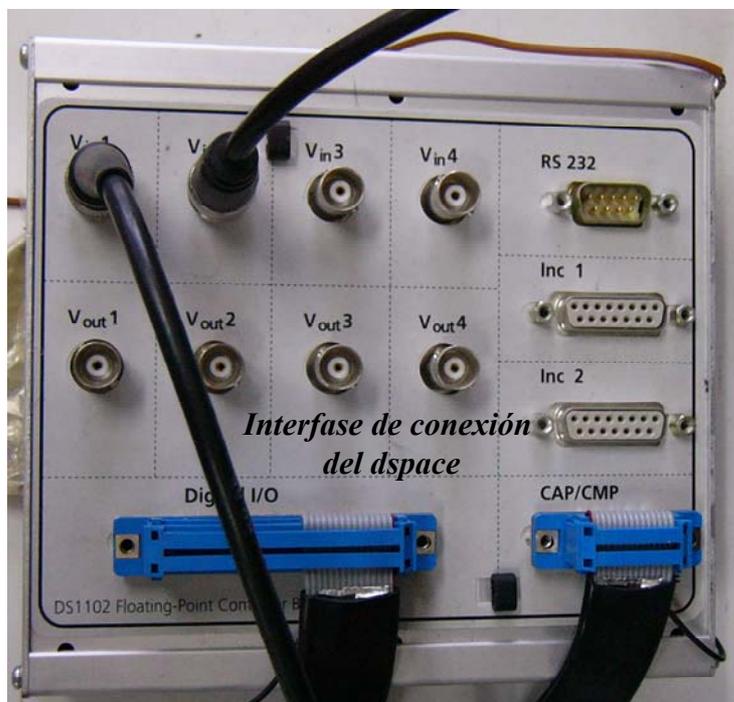


Figura 6.25. Panel de conexiones.

La tarjeta experimental utilizada para realizar la estrategia de conmutación se presenta en la figura 6.26. Esta tarjeta está basada en la utilización de un dispositivo FLEX 10K e incluye un dispositivo MAX 7000. Los programas realizados en VHDL con las estrategias de conmutación para los inversores bidireccionales con aislamiento en alta frecuencia de dos niveles y multinivel se pueden programar en el dispositivo MAX 7000. Sin embargo, se ha decidido utilizar el dispositivo FLEX 10K de mayor capacidad, previendo modificaciones posteriores a los programas. El dispositivo EPF10K70 está basado en la tecnología SRAM. Tiene 240 pines disponibles y tienen 3744 elementos lógicos. La tarjeta tiene un oscilador de 25,175 MHz. Se puede observar en la figura 6.26 que se utilizan los conectores laterales para introducir las señales digitales del DSP y conectores que llevan las señales digitales de los disparos de los transistores. Para realizar los programas de la estrategia de conmutación es necesario introducir las señales: semiperiodo,  $sp$ ; nivel,  $N$ ; signo de la corriente,  $iL$ ; ciclo de trabajo,  $S$ . Las señales digitales que entrega a la salida son los disparos de los 12 transistores necesarios en los convertidores implementados.

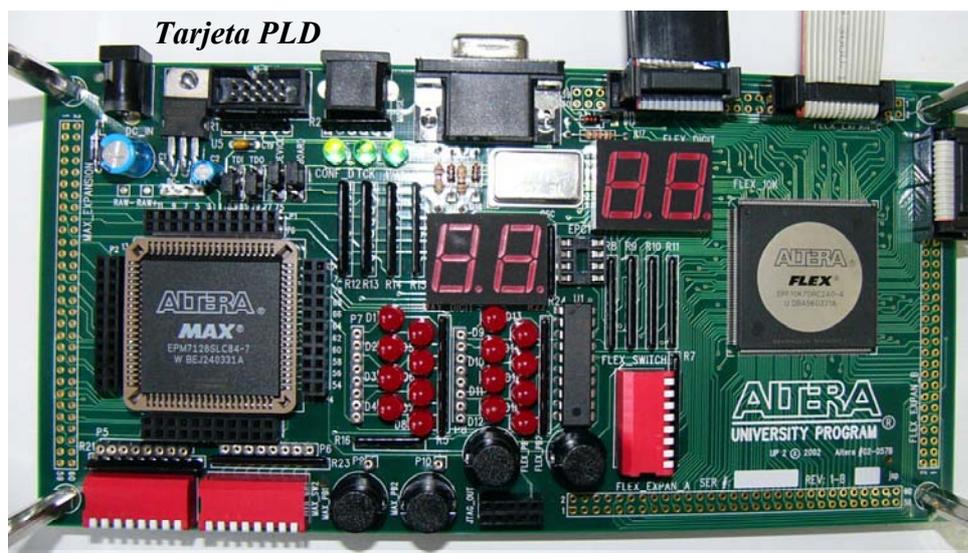


Figura 6.26. Tarjeta digital de desarrollo utilizando los dispositivos EPM7128S y EPF10K70.

### 6.3. Validación experimental de los inversores bidireccionales de dos niveles y multinivel con aislamiento en alta frecuencia

Una vez fabricados los inversores bidireccionales con aislamiento en alta frecuencia se realizan los experimentos en lazo abierto y en lazo cerrado. Los experimentos en lazo abierto se dividirán en siete partes que son:

- A. Inversor bidireccional de dos niveles con aislamiento en alta frecuencia utilizando las topologías puente completo/puente completo.

- B. Inversor bidireccional de dos niveles con aislamiento en alta frecuencia utilizando las topologías puente completo/medio puente.
- C. Inversor bidireccional de dos niveles con aislamiento en alta frecuencia utilizando las topologías *push-pull*/puente completo.
- D. Inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías puente completo/medio puente utilizando la modulación unipolar multinivel.
- E. Inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías puente completo/medio puente utilizando la modulación de los dos vectores más cercanos.
- F. Inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías *push-pull*/puente completo utilizando la modulación unipolar multinivel.
- G. Inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías *push-pull*/puente completo utilizando la modulación de los dos vectores más cercanos.

La fabricación de los inversores se ha realizado utilizando módulos funcionales. Se fabricaron módulos para transistores MOSFET's y módulos para transistores igbt's. Los módulos de transistores IGBT's utilizan transistores de 600 V y de encapsulado T0220. Para las topologías que utilizan el convertidor ca/ca medio puente es necesario utilizar transistores de 1200 V debido a que los transistores del convertidor ca/ca medio puente soportan el doble de tensión que el convertidor ca/ca puente completo. Como punto de inicio se utilizarán módulos de transistores de 600 V para todos los convertidores y se fijará una tensión de salida de 100 Vrms para las pruebas de lazo abierto y una tensión de salida de 90 Vrms para lazo cerrado, con la finalidad de comparar cada una de las topologías y estrategias de modulación en las mismas condiciones de prueba.

A continuación se presentan los resultados experimentales de los inversores bidireccionales con aislamiento en alta frecuencia de dos niveles y multinivel. En primer lugar se realizan pruebas en lazo abierto para comprobar el funcionamiento de las estrategias de modulación y de las estrategias de conmutación. Asimismo se obtienen datos de distorsión armónica total y se presentan los espectros de frecuencia de la tensión a la entrada del filtro pasabajos,  $V_{ef}$ . Posteriormente se presentan datos de rendimiento y finalmente se muestran resultados en lazo cerrado.

### 6.3.1. Resultados en lazo abierto del inversor bidireccional de dos niveles con aislamiento en alta frecuencia utilizando las topologías puente completo/puente completo

El diagrama esquemático del inversor bidireccional con aislamiento en alta frecuencia basado en la topología puente completo/puente completo se presenta en la figura 6.27.

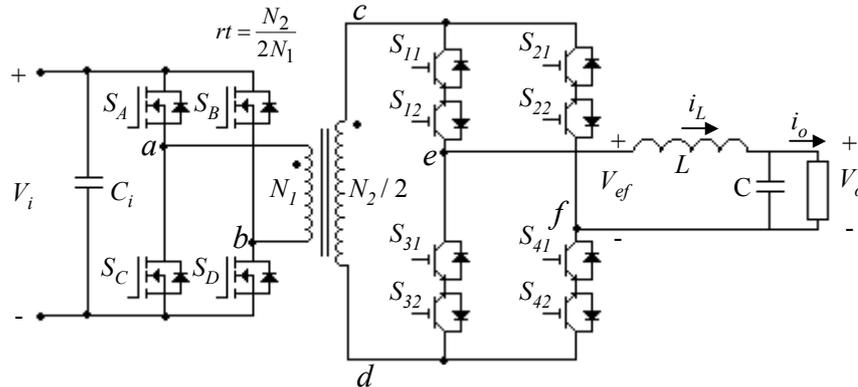


Figura 6.27. Diagrama esquemático del inversor bidireccional con aislamiento en alta frecuencia de dos niveles basado en las topologías puente completo/puente completo.

Las condiciones de prueba se muestran a continuación:

Voltaje de entrada,  $V_i = 24$  V

Voltaje de salida,  $V_o = 100$  Vrms

Potencia de salida,  $P_o = 162$  W

Frecuencia de conmutación,  $f_s = 20$  kHz

Inductancia del filtro pasabajos,  $L = 2$  mH

Capacidad del filtro pasabajos,  $C = 10$  uF

La estrategia de modulación se realiza utilizando *matlab-simulink*, se implementa a través de *dSPACE* y se ajusta en tiempo real utilizando *controlDesk*. La estrategia de conmutación se realiza utilizando la placa de PLD de Altera.

#### 6.3.1.1. Resultados utilizando una carga resistiva

La figura 6.28 muestra, en dos periodos de línea, la tensión de salida y la corriente de salida utilizando una carga resistiva de  $62 \Omega$ .

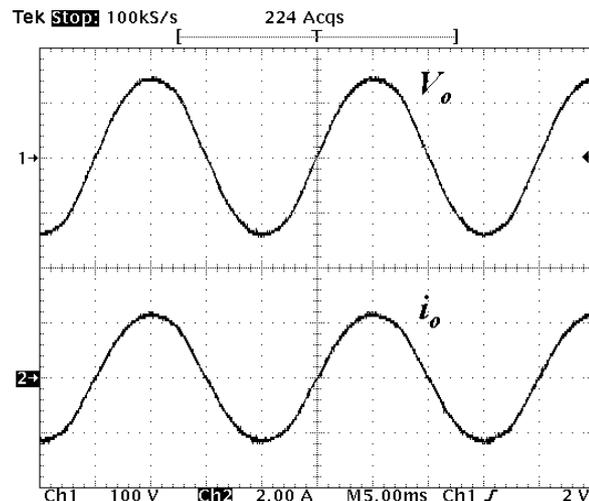


Figura 6.28. Tensión de salida,  $V_o$  y corriente de salida,  $i_o$  utilizando carga resistiva,  $R=62 \Omega$ .

La figura 6.29 muestra la señal de tensión de salida del convertidor ca/ca y la corriente por la bobina utilizando una carga resistiva. Se puede observar que la forma de onda de la corriente está desfasada con respecto a la tensión de salida debido al filtro pasabajos.

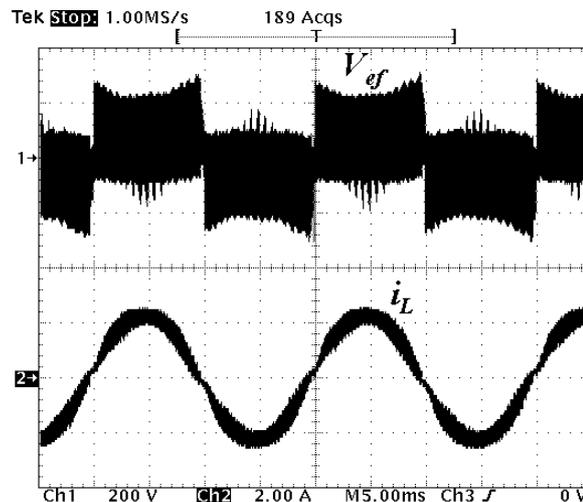


Figura 6.29. Tensión de salida del convertidor ca/ca,  $V_{ef}$  y la corriente por la bobina,  $i_L$  carga resistiva,  $R=62 \Omega$ .

La figura 6.30 muestra el espectro de frecuencia considerando hasta el quinto armónico múltiplo de la frecuencia de conmutación. La distorsión armónica total es de 85.01 % y el armónico de mayor valor después de la fundamental se encuentra en 20 kHz que es la frecuencia de conmutación.

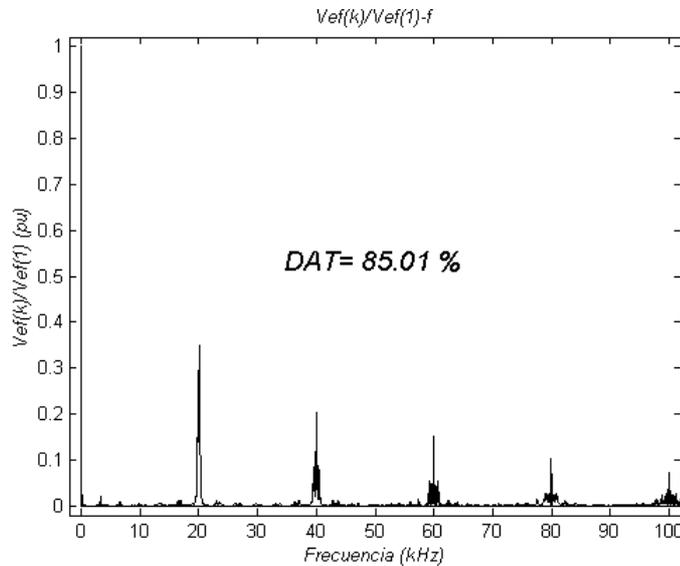


Figura 6.30. Espectro de frecuencia y distorsión armónica total de la tensión  $V_{ef}$  con carga resistiva (pu).

La figura 6.31 muestra un detalle de la tensión de entrada del filtro pasabajos durante el semiciclo positivo de línea, cercano al cruce por cero. Asimismo se muestra la evolución de la corriente por el filtro pasabajos. Se puede observar que conforme la corriente aumenta su valor, aumenta las caídas de tensión debido a las pérdidas por conducción de los transistores.

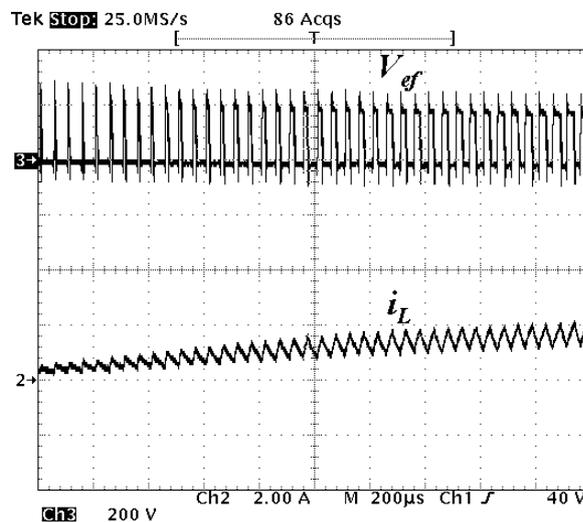


Figura 6.31. Voltaje a la entrada del filtro pasabajos y corriente por la bobina del IBAAF de dos niveles basado en las topologías puente completo/puente completo.

La figura 6.32 muestra el diagrama del circuito de recuperación de energía. La tensión de entrada,  $V_i$ , establece un límite de tensión, para la tensión en bornes del secundario del transformador de potencia. Si la tensión del secundario del transformador de potencia sobrepasa la tensión  $V_i$  multiplicada por la relación de transformación del

transformador de recuperación de energía, los diodos del puente rectificador conducen y entregan la corriente de recuperación  $i_r$  hacia la fuente de corriente continua.

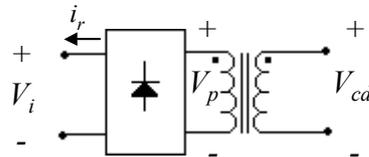


Figura 6.32. Circuito de recuperación de energía debido a la inductancia de dispersión del secundario del transformador de potencia.

La figura 6.33 muestra un detalle del funcionamiento del circuito recuperador de energía. Se puede observar que la tensión de entrada  $V_i$  establece un límite a la tensión del secundario del transformador de recuperación de energía, cuando este límite se sobrepasa, se inyecta la corriente  $i_r$  a la fuente de corriente continua, esto sucede en ambos semiciclos de la tensión  $V_p$ .

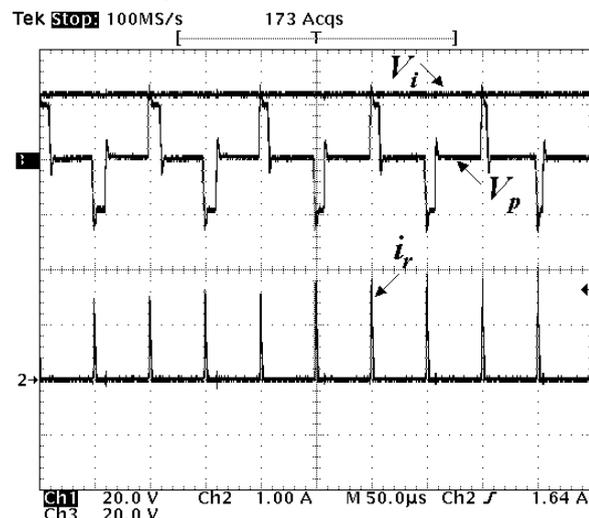


Figura 6.33. Voltaje de entrada, Voltaje en el primario del transformador de recuperación de energía y corriente inyectada a la fuente de continua.

### 6.3.1.2. Resultados utilizando una carga resistiva-inductiva

La figura 6.34 muestra el funcionamiento del inversor al utilizar una carga inductiva. Se puede observar en la figura, el desplazamiento de la corriente de carga en 30 grados. La capacidad de manejo de potencia reactiva del convertidor permite regresar la energía a la fuente de corriente continua.

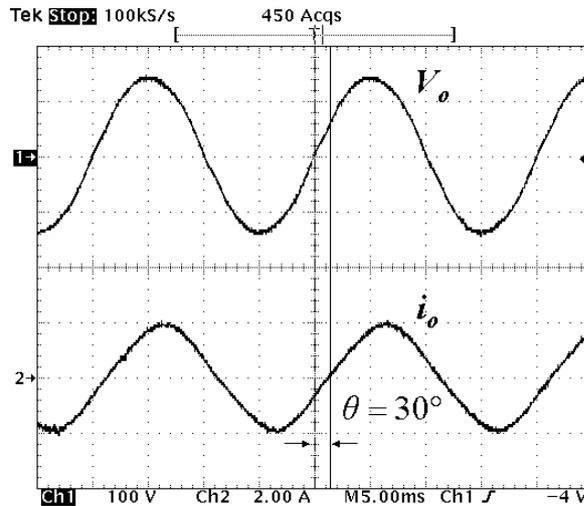


Figura 6.34. Voltaje de salida y corriente de salida utilizando carga inductiva,  $R=62 \Omega$  y  $L=30 \text{ mH}$ .

La figura 6.35 muestra la tensión a la salida del convertidor ca/ca puente completo y la corriente por la bobina del filtro de salida pasabajos. Para esta prueba se utiliza una carga resistiva-inductiva.

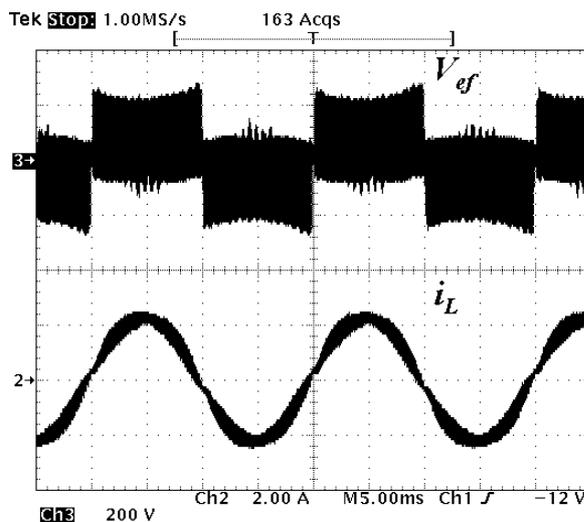


Figura 6.35. Voltaje de salida del convertidor ca/ca y corriente por el filtro utilizando una carga resistiva-inductiva,  $R=62 \Omega$  y  $L=30 \text{ mH}$ .

La figura 6.36 muestra el espectro de frecuencia de la tensión de salida del convertidor ca/ca puente completo al utilizar una carga resistiva-inductiva. Para el cálculo de la distorsión armónica total, se toma en cuenta hasta el quinto armónico múltiplo de la frecuencia de conmutación. La distorsión armónica es de 79.01 %. La reducción de la distorsión armónica se debe al efecto de la carga inductiva.

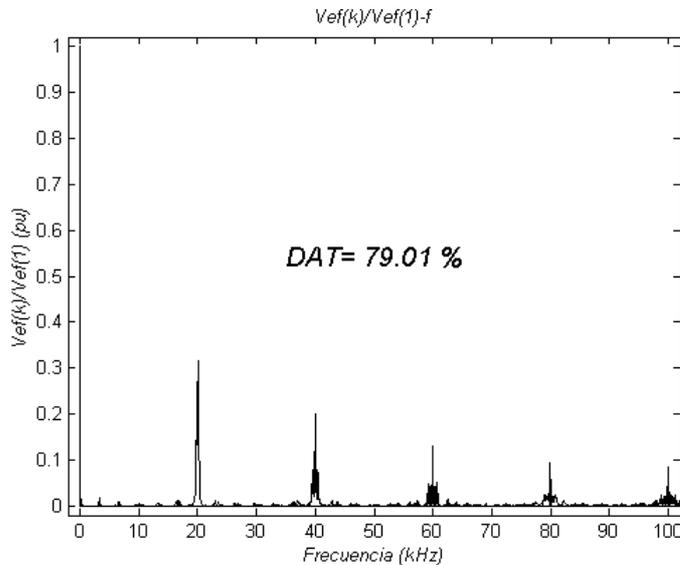


Figura 6.36. Espectro de frecuencia y distorsión armónica total de la tensión  $V_{ef}$  con carga resistiva-inductiva (pu).

### 6.3.1.3. Resultados utilizando una carga no lineal

Se realizan pruebas en lazo abierto utilizando una carga no lineal. Para introducir una no linealidad a la carga se utiliza una carga electrónica compuesta por un puente de diodos y un filtro capacitivo. La figura 6.37 muestra la disposición de los componentes de la carga.

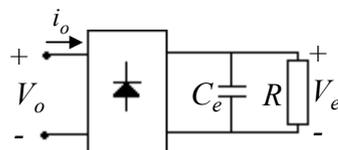


Figura 6.37. Diagrama de circuito de la carga no lineal.

El circuito de la figura 6.37 se conecta a la salida del circuito de la figura 6.27. Se utiliza una capacidad,  $C_e = 450 \mu\text{F}$  y una resistencia de carga de,  $R = 62 \Omega$ .

La figura 6.38 muestra la tensión y la corriente de salida del IBAAF de dos niveles puente completo/puente completo. Se puede observar la distorsión de la tensión de salida ocasionada por la no linealidad de la carga.

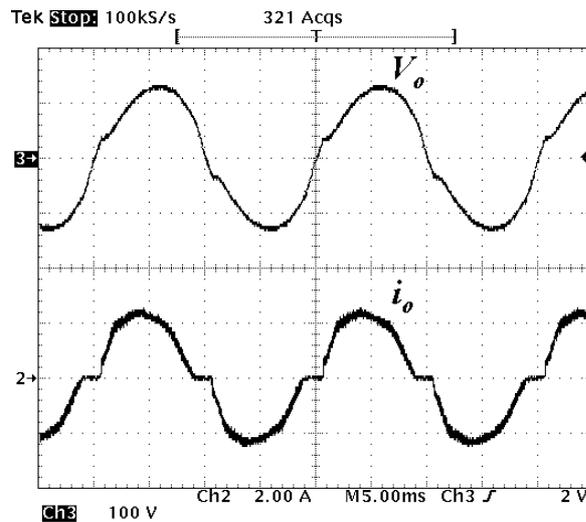


Figura 6.38. Tensión de salida,  $V_o$  y corriente de salida,  $i_o$  utilizando carga no lineal,  $R=62 \Omega$ .

La figura 6.39 muestra la tensión de salida del convertidor ca/ca puente completo y la corriente por el filtro de salida pasabajos. Se puede observar la distorsión de la tensión  $V_{ef}$  y de la corriente  $i_L$  debido a los efectos de la carga no lineal.

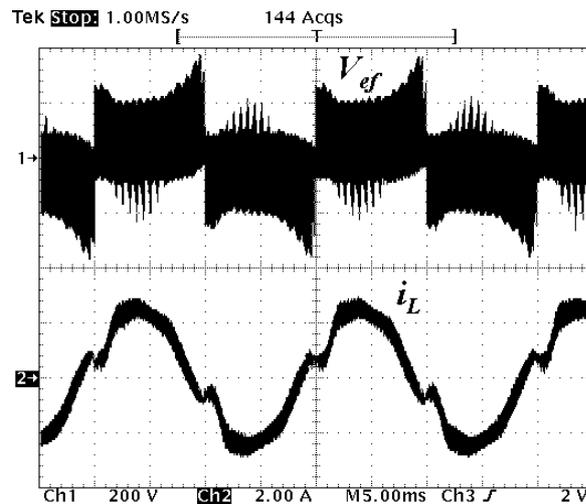


Figura 6.39. Voltaje de salida del convertidor ca/ca y corriente por el filtro utilizando una carga no lineal, , puente de diodos,  $C=450 \mu F$  y  $R=62 \Omega$ .

La figura 6.40 muestra el espectro de frecuencia de la tensión  $V_{ef}$  que, debido a la carga no lineal aumenta la distorsión armónica a 88.86 %.

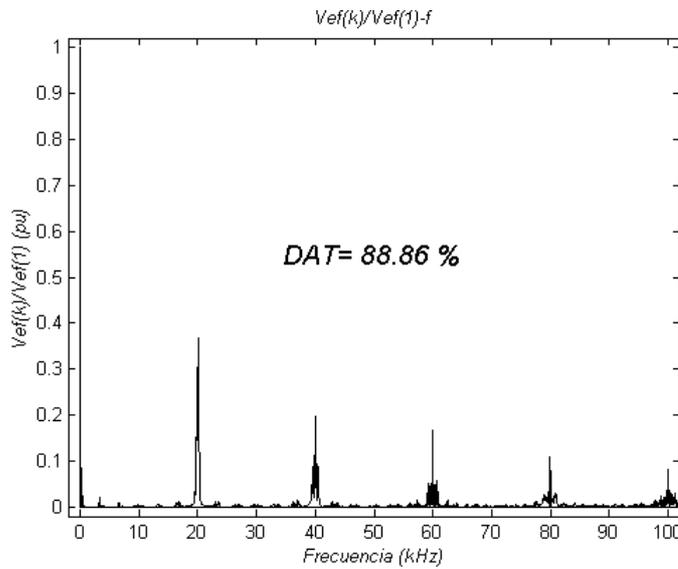


Figura 6.40. Espectro de frecuencia y distorsión armónica total de la tensión  $V_{ef}$  con carga no lineal (pu).

### 6.3.2. Resultados en lazo abierto del inversor bidireccional de dos niveles con aislamiento en alta frecuencia utilizando las topologías puente completo/medio puente

Siguiendo la metodología de trabajo, se verifica de forma experimental el IBAAF de dos niveles utilizando las topologías puente completo/medio puente que se muestra en la figura 6.41.

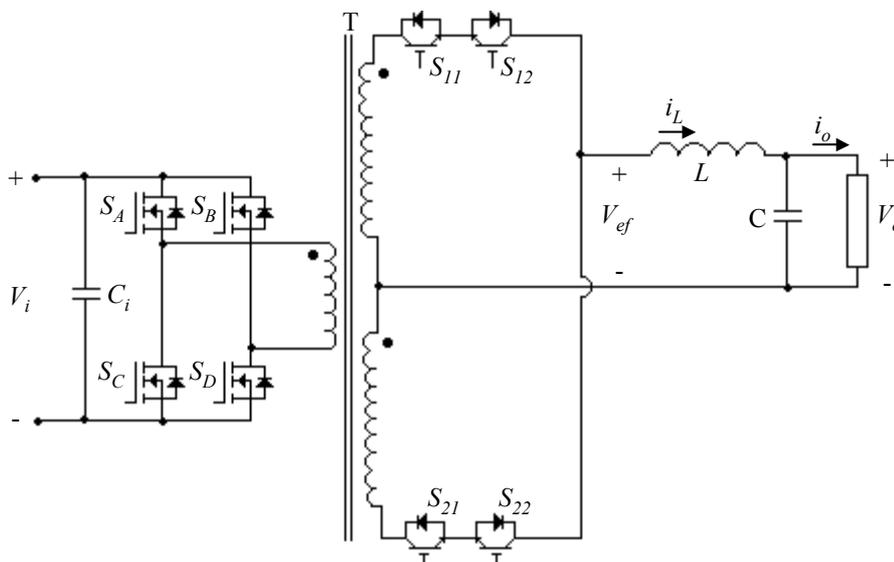


Figura 6.41. Diagrama esquemático del inversor bidireccional con aislamiento en alta frecuencia de dos niveles basado en las topologías puente completo/puente completo.

Las condiciones de prueba se muestran a continuación:

- Voltaje de entrada,  $V_i = 24 \text{ V}$
- Voltaje de salida,  $V_o = 100 \text{ Vrms}$
- Potencia de salida,  $P_o = 162 \text{ W}$
- Frecuencia de conmutación,  $f_s = 20 \text{ kHz}$
- Inductancia del filtro pasabajos,  $L = 2 \text{ mH}$
- Capacidad del filtro pasabajos,  $C = 10 \text{ uF}$

### 6.3.2.1. Resultados utilizando una carga resistiva

La figura 6.42 muestra la tensión de salida y la corriente de salida del inversor utilizando una carga resistiva. Se puede observar que existe un ligero desplazamiento en la señal de corriente debido a la inductancia inherente a la carga resistiva.

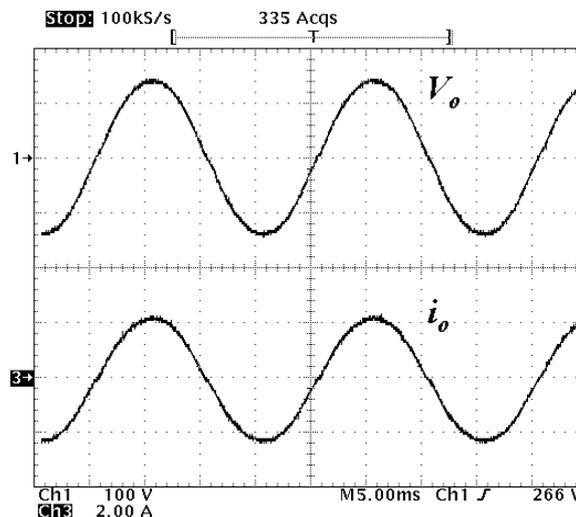


Figura 6.42. Voltaje de salida y corriente de salida utilizando carga resistiva,  $R=62 \Omega$ .

La figura 6.43 muestra la forma de onda de la tensión a la entrada del filtro pasabajos y la corriente por la bobina utilizando una carga resistiva. Debido al efecto del muestreo del osciloscopio se puede observar una envolvente de baja frecuencia de la tensión  $V_{ef}$ , este efecto viene dado por la variación de la tensión de entrada,  $V_i$ , que presenta su rizado más alto cerca del cruce por cero de la corriente de salida. Se puede observar que la corriente por el filtro está desfasada de la tensión  $V_{ef}$  debido al efecto del filtro pasabajos.

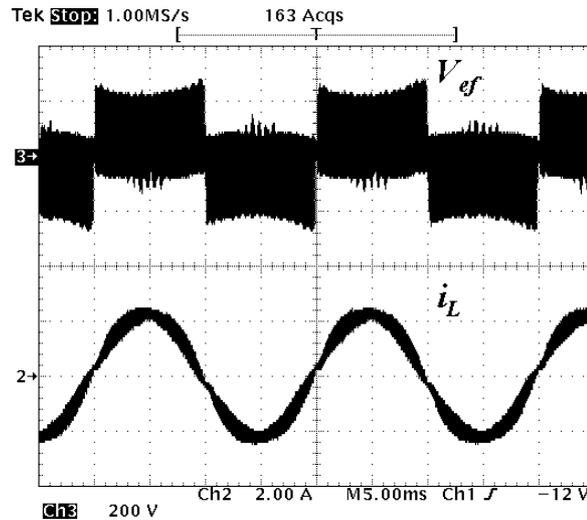


Figura 6.43. Voltaje a la entrada del filtro pasabajos,  $V_{ef}$ , y corriente por la bobina,  $i_L$ , con carga resistiva,  $R=62 \Omega$ .

En la figura 6.44 se presenta el espectro de frecuencia de la señal de tensión a la entrada del filtro pasabajos,  $V_{ef}$  de la figura 6.43. Para la gráfica se utiliza hasta el quinto armónico múltiplo de la frecuencia de conmutación. Se puede observar que el primer armónico es la frecuencia fundamental y el siguiente armónico con el valor más alto es el de la frecuencia de conmutación. Existen armónicos intermedios múltiplos de la frecuencia fundamental.

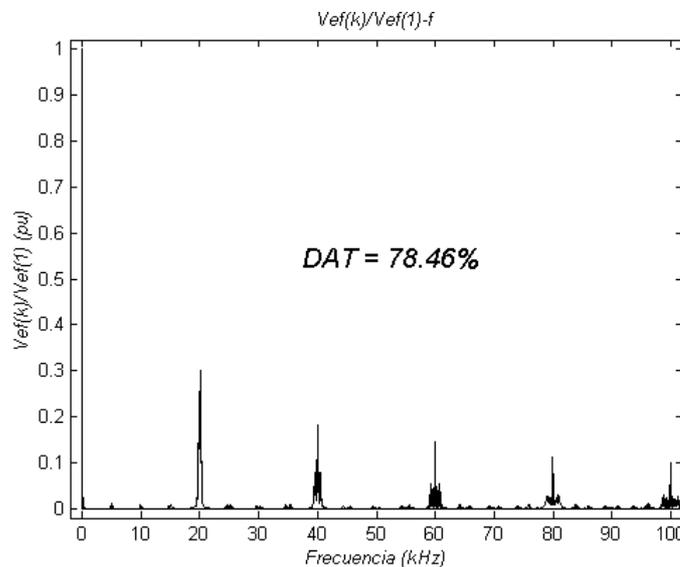


Figura 6.44. Distorsión armónica total de la tensión  $V_{ef}$  con carga resistiva (pu).

La figura 6.45 muestra la evolución de la tensión a la entrada del filtro pasabajos y la corriente por la bobina durante el semiciclo positivo de línea cercano al cruce por cero. En esta figura se puede ver el efecto de la sobre tensión que se presenta en la figura 6.43.

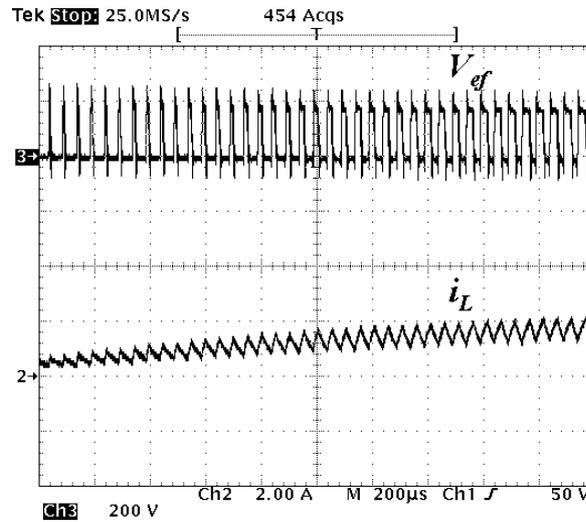


Figura 6.45. Detalle cercano al cruce por cero de la corriente por la bobina y la tensión a la entrada del filtro pasabajos y corriente por la bobina.

### 6.3.2.2. Resultados utilizando una carga resistiva-inductiva

La figura 6.46 muestra la evolución de la tensión de salida y la corriente de salida utilizando una carga inductiva-resistiva.

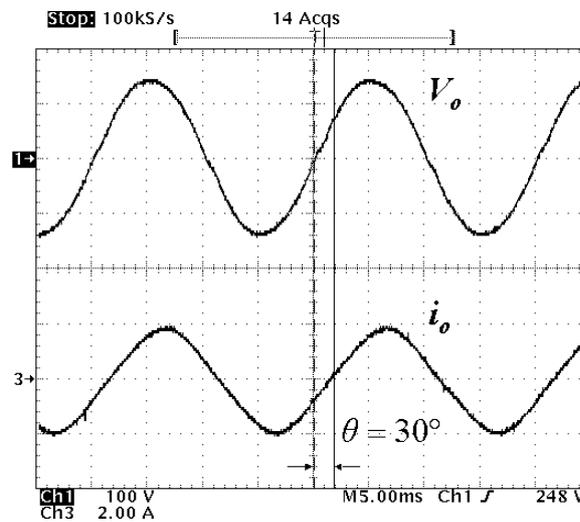


Figura 6.46. Voltaje de salida y corriente de salida utilizando carga resistiva-inductiva,  $R=62 \Omega$  y  $L=30 \text{ mH}$ .

En la figura 6.46 se puede observar el desfase de la corriente con respecto al voltaje. Es importante remarcar que no existe límite para el manejo del factor de potencia de la carga. En este caso la corriente debida a la potencia reactiva se regresa a la fuente de alimentación durante todo el tiempo en el que la tensión y corriente de salida tienen polaridades contrarias.

La figura 6.47 muestra la evolución de la tensión de salida y la corriente en la bobina para el mismo experimento con carga inductiva-resistiva.

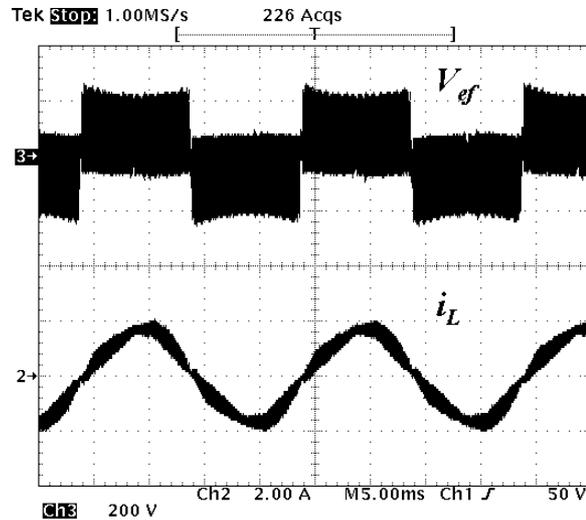


Figura 6.47. Voltaje a la entrada del filtro de salida pasabajos,  $V_{ef}$ , y corriente por la bobina,  $i_L$ , utilizando carga resistiva-inductiva,  $R=62 \Omega$ ,  $L=30 \text{ mH}$ .

La figura 6.48 muestra el espectro de frecuencia de la tensión de salida del convertidor ca/ca utilizando una carga resistiva-inductiva. También se presenta el dato de distorsión armónica total tomando en cuenta los armónicos presentados en el gráfico. La distorsión armónica total es de 73.77%, se puede observar que la distorsión disminuye debido al efecto de la carga inductiva.

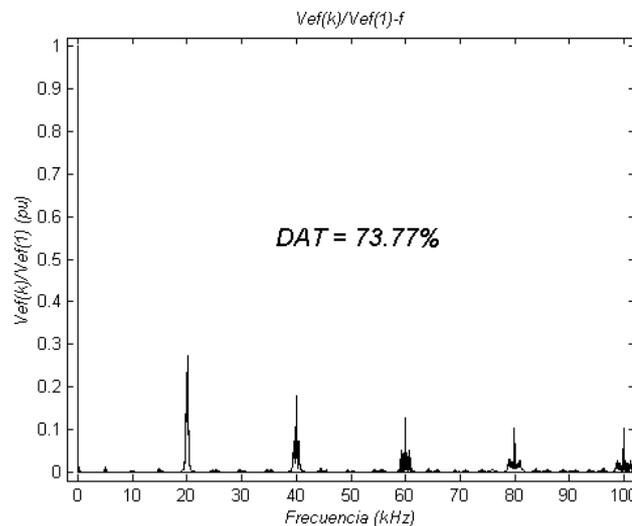


Figura 6.48. Distorsión armónica total de la tensión  $V_{ef}$  con carga resistiva-inductiva ( $\mu\text{w}$ ).

### 6.3.2.3. Resultados utilizando una carga no lineal

Si se utiliza una carga no lineal, como es el caso de un puente rectificador y un filtro capacitivo conectado a una carga resistiva, la tensión de salida en lazo abierto sufre

una deformación importante debido a la demanda no lineal de corriente por la carga. La figura 6.49 muestra la tensión de salida y la corriente de salida al utilizar una carga no lineal.

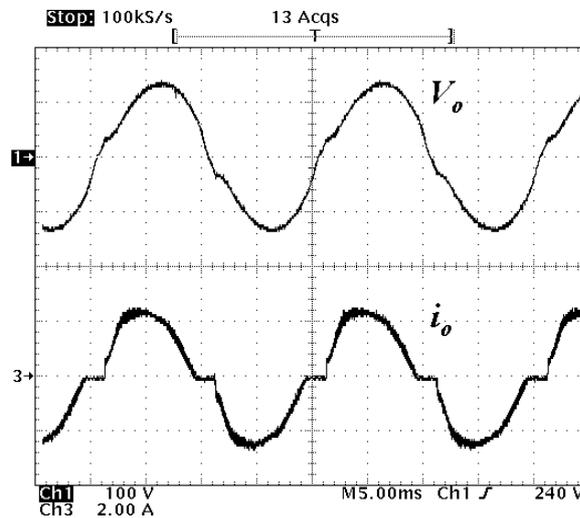


Figura 6.49. Voltaje de salida y corriente de salida utilizando una carga no lineal, puente de diodos,  $C=450 \mu\text{F}$  y  $R=62 \Omega$ .

La evolución de la tensión de salida y la corriente por la bobina se muestran en la figura 6.50.

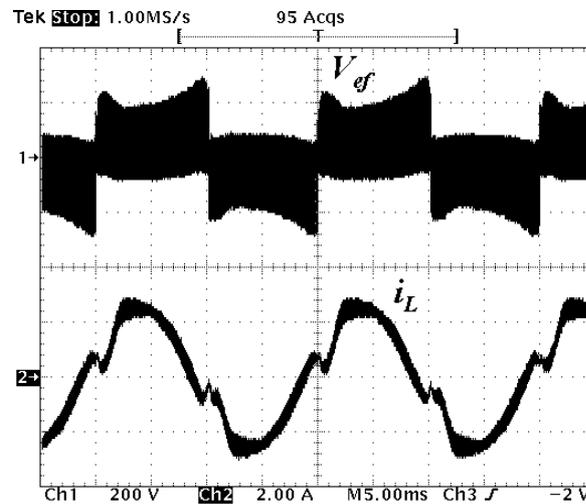


Figura 6.50. Voltaje de salida del convertidor ca/ca y corriente en la inductancia del filtro pasabajos utilizando una carga no lineal, puente de diodos,  $C=450 \mu\text{F}$  y  $R=62 \Omega$ .

La figura 6.51 muestra el espectro de armónicos de la tensión de salida del convertidor ca/ca,  $V_{ef}$ , y el cálculo de la distorsión armónica total. Se puede observar el incremento de la distorsión armónica debida a la carga no lineal.

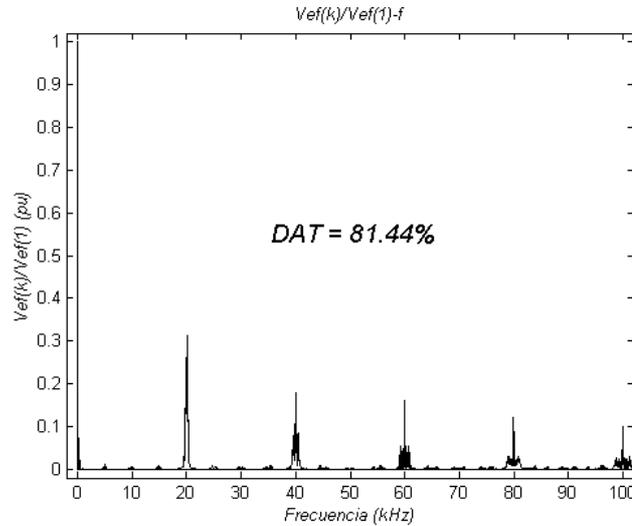


Figura 6.51. Distorsión armónica total de la tensión  $V_{ef}$  con carga no lineal (pu).

### 6.3.3. Resultados en lazo abierto del inversor bidireccional de dos niveles con aislamiento en alta frecuencia utilizando las topologías push-pull/puente completo

El último IBAAF de dos niveles que se verifica de forma experimental es el basado en las topologías *push-pull*/puente completo. La figura 6.52 muestra el diagrama de circuito.

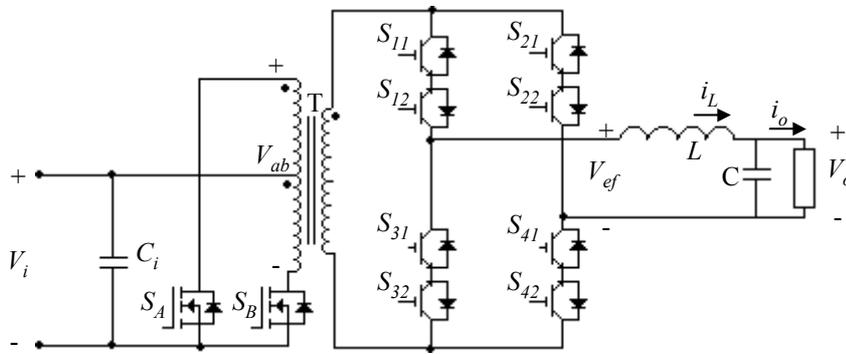


Figura 6.52. Inversor bidireccional de dos niveles con aislamiento en alta frecuencia utilizando las topologías *push-pull*/puente completo.

Las condiciones de prueba se muestran a continuación:

Voltaje de entrada,  $V_i = 24$  V

Voltaje de salida,  $V_o = 100$  Vrms

Potencia de salida,  $P_o = 162$  W

Frecuencia de conmutación,  $f_s = 20$  kHz

Inductancia del filtro de salida pasabajos,  $L = 2$  mH

Capacidad del filtro de salida pasabajos,  $C = 10 \mu\text{F}$

### 6.3.3.1. Resultados utilizando una carga resistiva

La figura 6.53 muestra la tensión de salida y la corriente de salida del inversor bidireccional utilizando las topologías *push-pull*/puente completo.

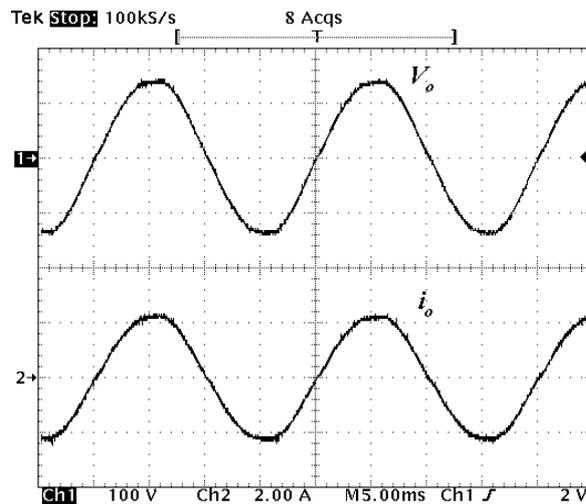


Figura 6.53. Voltaje de salida y corriente de salida utilizando carga resistiva,  $R=62 \Omega$ .

La figura 6.54 muestra la tensión de salida del convertidor ca/ca puente completo y la corriente por la bobina del filtro pasabajos.

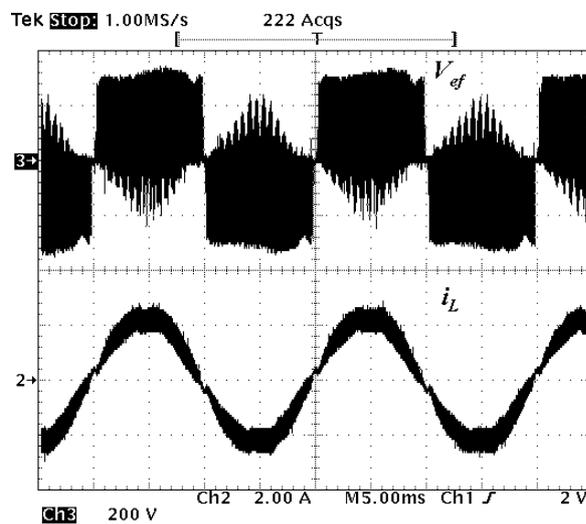


Figura 6.54. Voltaje de salida del convertidor ca/ca y corriente por el filtro de salida.

La figura 6.55 presenta el espectro de frecuencia y la distorsión armónica total de la tensión  $V_{ef}$ .

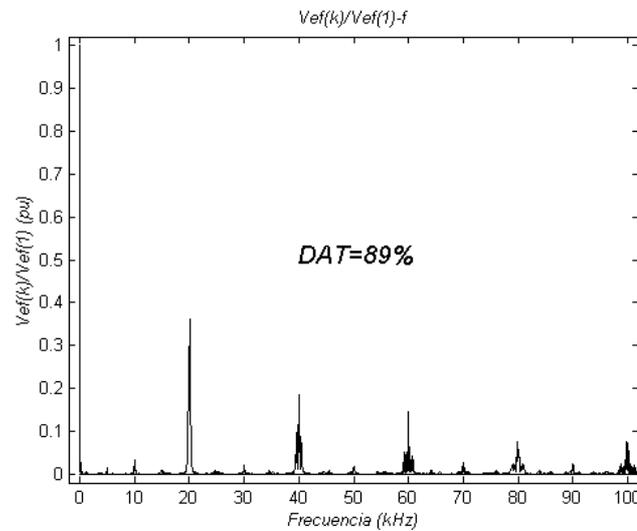


Figura 6.55. Espectro de frecuencia y distorsión armónica total de la tensión  $V_{ef}$  con carga resistiva (pu).

La figura 6.56 muestra un detalle de la tensión a la salida del convertidor ca/ca y de la corriente por la bobina del filtro pasabajos cercano al cruce por cero de la corriente.

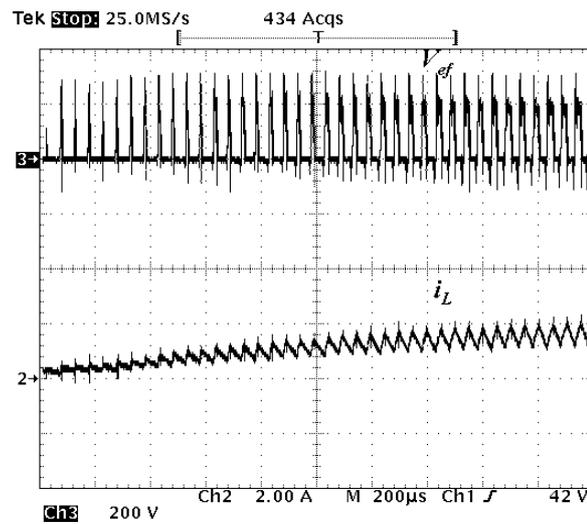


Figura 6.56. Detalle cercano al cruce por cero de la tensión a la entrada del filtro y corriente por la bobina.

### 6.3.3.2. Resultados utilizando una carga resistiva-inductiva

La figura 6.57 presenta la tensión de salida y la corriente de salida utilizando una carga resistiva-inductiva.

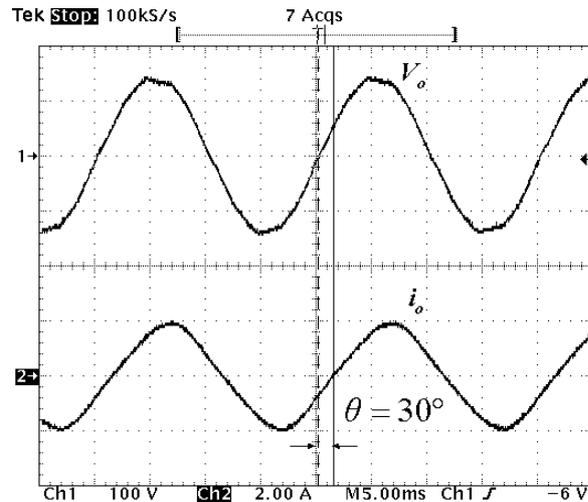


Figura 6.57. Voltaje de salida y corriente de salida utilizando una carga resistiva-inductiva,  $R=62 \Omega$  y  $L=30 \text{ mH}$ .

La figura 6.58 muestra la tensión de salida del convertidor ca/ca y la corriente por la bobina del filtro de salida pasabajos utilizando una carga resistiva-inductiva.

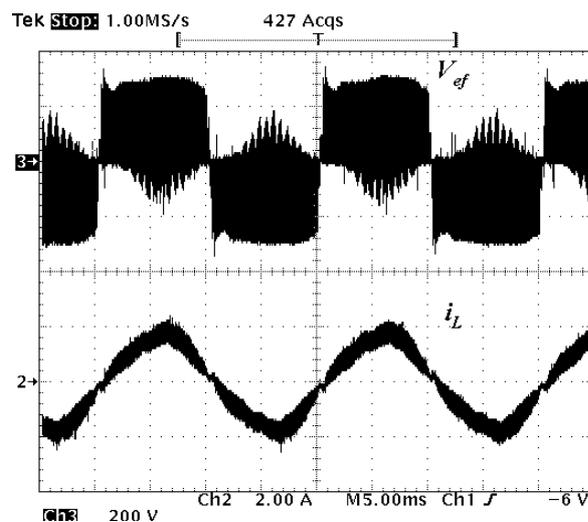


Figura 6.58. Tensión de salida del convertidor ca/ca y corriente por el filtro de salida utilizando una carga resistiva-inductiva,  $R=62 \Omega$  y  $L=30 \text{ mH}$ .

La figura 6.59 muestra el espectro de frecuencia y el valor de la distorsión armónica total de la tensión de salida del convertidor ca/ca puente completo. Nuevamente se nota el efecto de la inductancia de carga en el valor de la distorsión armónica total.

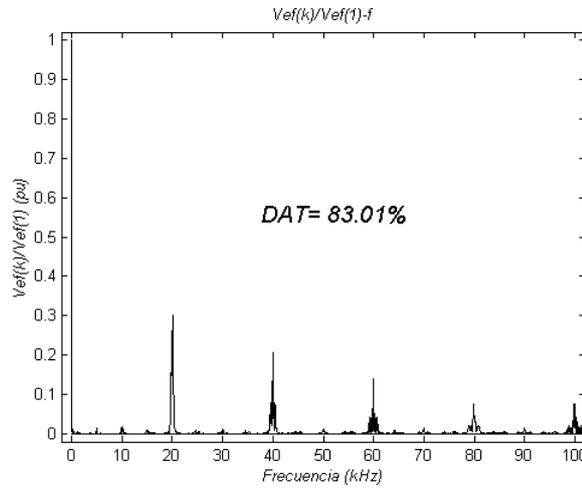


Figura 6.59. Espectro de frecuencia y distorsión armónica total de la tensión  $V_{ef}$  con carga resistiva (pu).

**6.3.4. Resultados en lazo abierto del inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías puente completo/medio puente utilizando la modulación unipolar multinivel**

La figura 6.60 muestra el diagrama de circuito del inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías puente completo/medio puente. Se presentan resultados experimentales en lazo abierto con el objetivo de probar su funcionalidad. Se utilizan tres tipos de cargas, carga resistiva, carga resistiva-inductiva y carga no lineal.

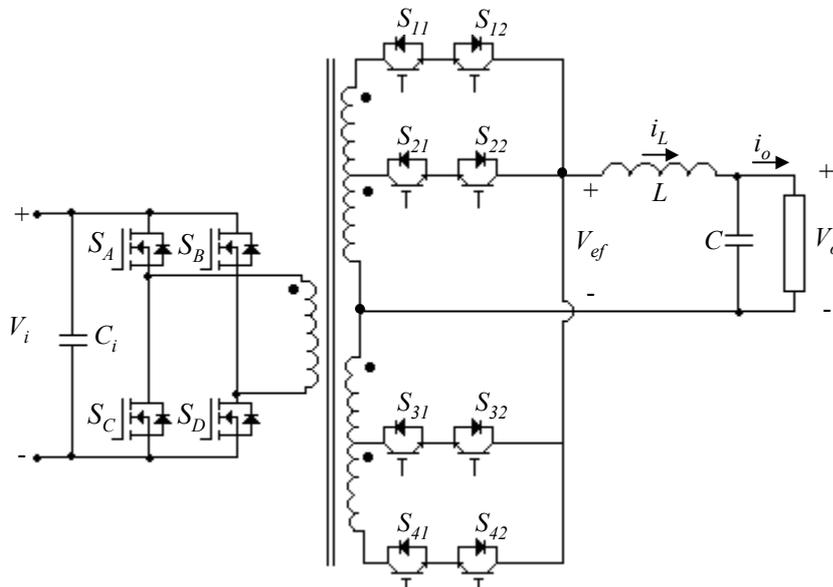


Figura 6.60. Diagrama esquemático del inversor bidireccional con aislamiento en alta frecuencia multinivel basado en las topologías puente completo/medio puente.

### 6.3.4.1. Resultados utilizando una carga resistiva

La figura 6.61 muestra la tensión de salida y la corriente de salida en el inversor multinivel en lazo abierto utilizando la estrategia de modulación unipolar multinivel.

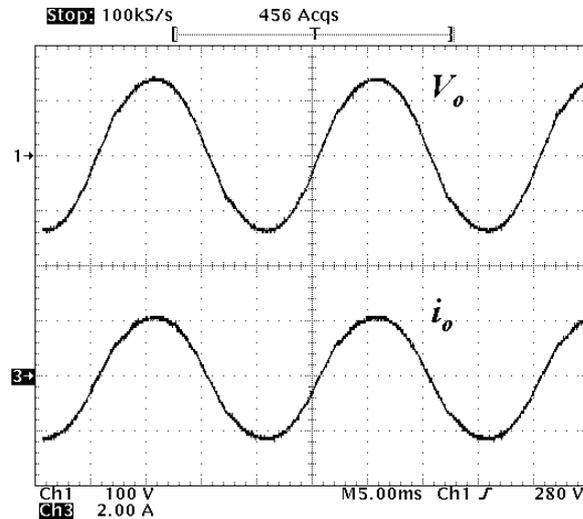


Figura 6.61. Voltaje de salida y corriente de salida utilizando la modulación unipolar multinivel,  $R=62 \Omega$ .

La figura 6.62 muestra la tensión a la entrada del filtro pasabajos y la corriente por la bobina utilizando la modulación unipolar multinivel. Se puede observar que la tensión  $V_{ef}$  presenta una evolución escalonada que permite reducir el contenido armónico de dicha tensión. Asimismo se puede observar la evolución de la corriente por la bobina, que comparada con la corriente del inversor de dos niveles presentado en la figura 6.43, tiene un menor rizado.

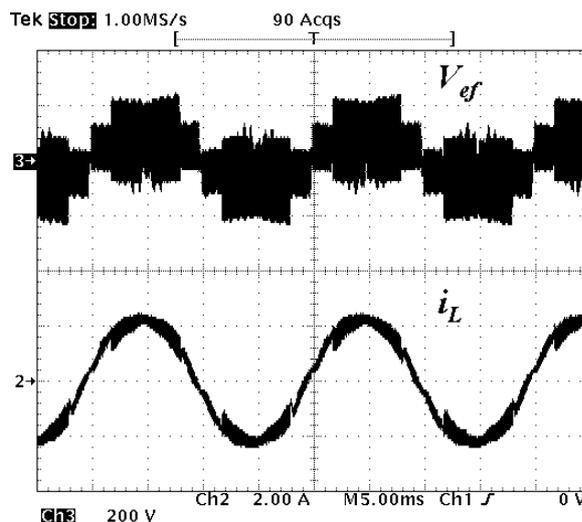


Figura 6.62. Voltaje de salida y corriente en la inductancia del filtro pasabajos utilizando la modulación unipolar multinivel,  $R=62 \Omega$ .

La figura 6.63 muestra el espectro de frecuencia de la tensión a la salida del convertidor ca/ca utilizando una carga resistiva. Se utiliza la estrategia de modulación unipolar multinivel. Se presenta el cálculo de la distorsión armónica total de la tensión  $V_{ef}$  que es de 62.29%, el cual es menor que la distorsión armónica del convertidor de dos niveles.

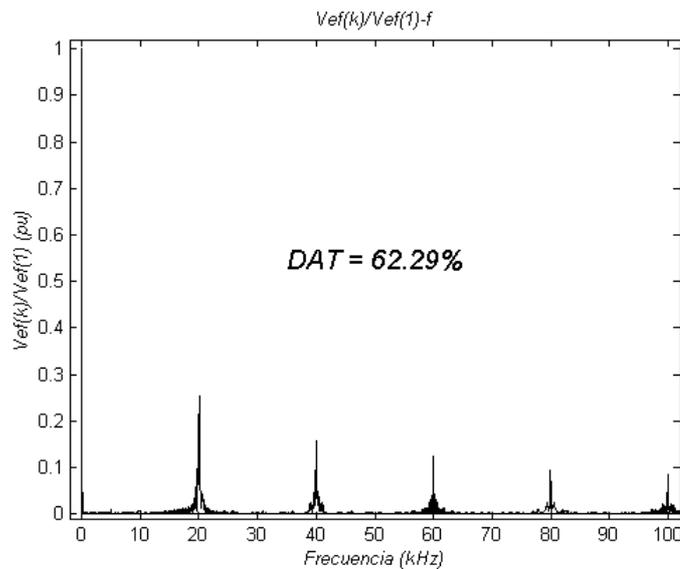


Figura 6.63. Distorsión armónica total de la tensión  $V_{ef}$  con carga resistiva (pu).

La figura 6.64 muestra la evolución de la tensión a la entrada del filtro pasabajos y la corriente por la bobina durante el semiciclo positivo de línea y aplicación del vector de tensión  $trV_i+j0$ . Se puede observar que durante la aplicación de este vector, el rizado de corriente por la bobina es menor que en el caso de dos niveles expuesto en la figura 6.44.

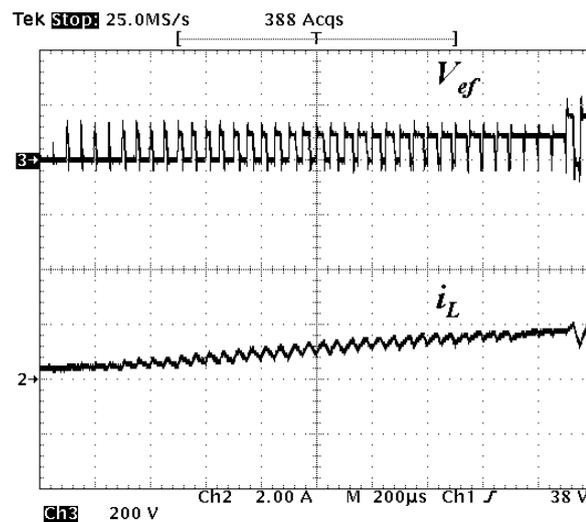


Figura 6.64. Detalle de la evolución de la tensión a la entrada del filtro pasabajos y la corriente por la bobina cercano al cruce por cero de la corriente.

La figura 6.65 muestra el detalle de la transición de nivel durante el semiciclo positivo de línea. Se puede observar que inicialmente se está aplicando el vector de tensión  $rtV_i + j0$  y posteriormente se aplica el vector de tensión  $2rtV_i + j0$ . A sí mismo se observa el incremento del rizado de corriente al realizar el cambio de nivel.

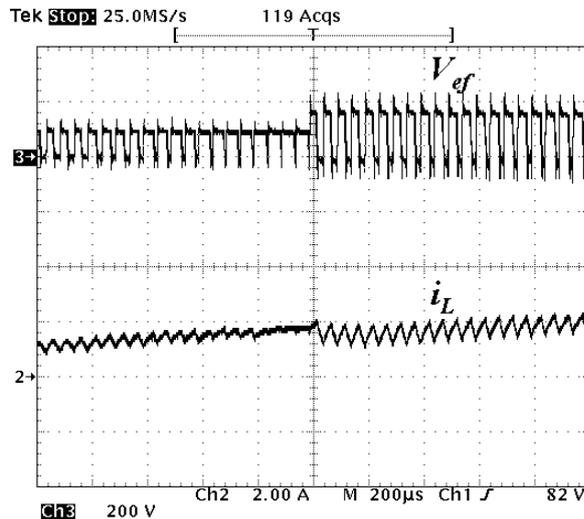


Figura 6.65. Detalle de  $V_{ef}$  e  $i_L$  durante el cambio de nivel y semiciclo positivo de línea.

La figura 6.66 muestra la relación que existe entre la tensión a la salida del convertidor cc/ca y la tensión a la entrada del filtro de salida pasabajos. Durante el semiciclo positivo de línea, el convertidor ca/ca actúa como rectificador positivo. Asimismo se puede observar el cambio de ciclo de trabajo debido al cambio de nivel.

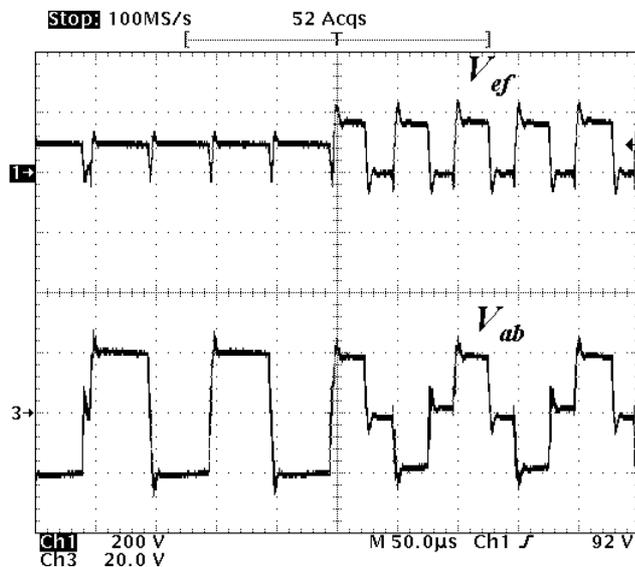


Figura 6.66. Voltaje a la entrada del filtro pasabajos y tensión del primario del transformador de alta frecuencia durante el cambio de nivel en el semiciclo positivo de línea.

La figura 6.67 muestra el esfuerzo de tensión del interruptor  $S_2$  del convertidor ca/ca. Sabemos que este interruptor conduce durante el nivel bajo y, como se puede observar en la figura la tensión que maneja es menor a la tensión durante el nivel alto.

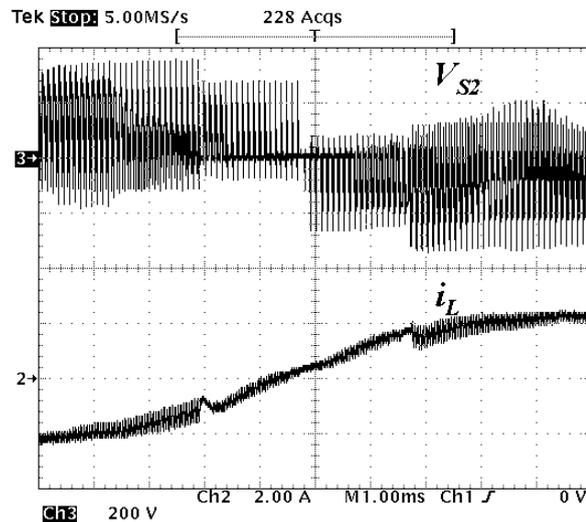


Figura 6.67. Esfuerzo de tensión del interruptor  $S_2$  y corriente por la bobina en 1/4 de período de línea.

### 6.3.4.2. Resultados utilizando carga resistiva-inductiva

Con el fin de comprobar su funcionamiento con factores de potencia distintos de cero se utiliza una carga resistiva-inductiva y se obtienen las formas de onda de la figura 6.68. En esta figura se puede observar el desfase de la tensión de salida y de la corriente por la carga.

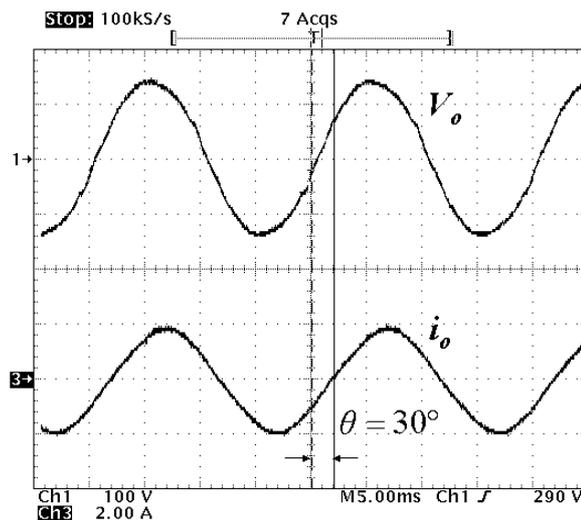


Figura 6.68. Voltaje de salida y corriente en la inductancia del filtro pasabajos con carga resistiva-inductiva,  $R=62 \Omega$  y  $L=30 \text{ mH}$ .

La figura 6.69 muestra la tensión a la entrada del filtro y la corriente por la bobina con las mismas condiciones de carga resistiva-inductiva. Se puede observar una atenuación del rizado de la corriente por la bobina debido a la parte inductiva de la carga.

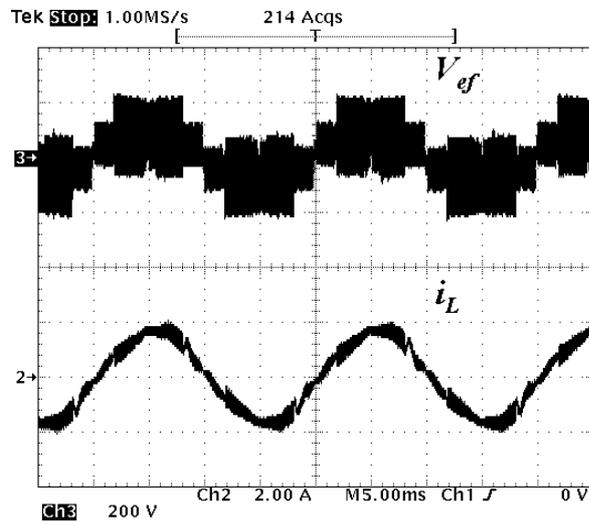


Figura 6.69. Voltaje a la entrada del filtro pasabajos y corriente por la bobina con carga resistiva-inductiva,  $R=62 \Omega$  y  $L=20 \text{ mH}$ .

La figura 6.70 muestra el espectro de frecuencia y el valor de la distorsión armónica total de la tensión de salida del convertidor ca/ca utilizando una carga resistiva-inductiva.

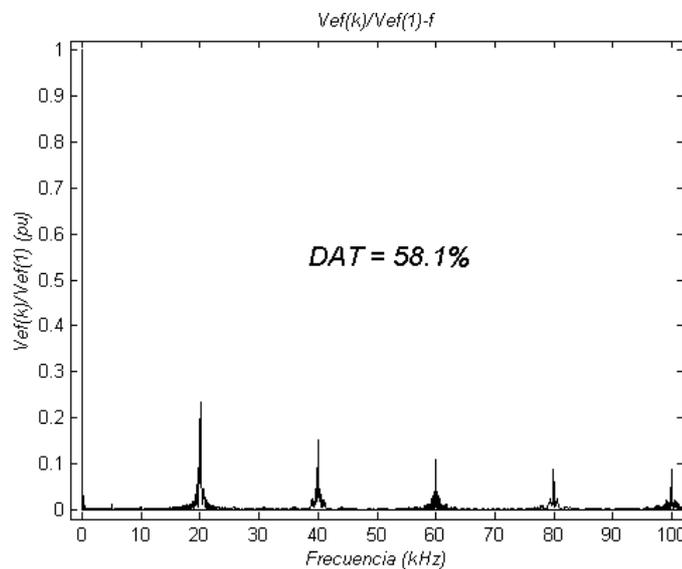


Figura 6.70. Distorsión armónica total de la tensión  $V_{ef}$  con carga resistiva-inductiva (pu).

### 6.3.4.3. Resultados utilizando carga no lineal

La figura 6.71 muestra la evolución de la tensión de salida y la corriente de salida al utilizar una carga no lineal.

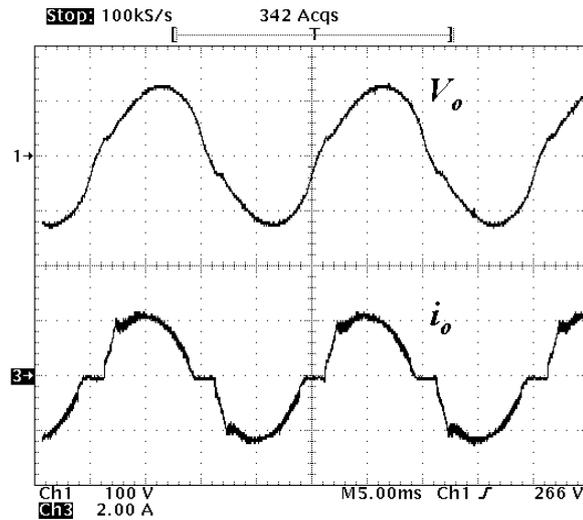


Figura 6.71. Voltaje de salida y corriente de salida del IBAAF de dos niveles basado en las topologías puente completo/medio puente con carga no lineal, puente de diodos,  $C=450 \mu F$  y  $R=62 \Omega$ .

La figura 6.72 muestra el espectro de frecuencia de la tensión a la entrada del filtro pasabajos. Se puede observar la reducción de la distorsión armónica en el gráfico que incluye hasta el quinto armónico múltiplo de la frecuencia de conmutación. La distorsión armónica total tomando los armónicos presentados en el espectro de frecuencia es de 59.9%. De esta forma se puede ver que la distorsión armónica utilizando la modulación unipolar multinivel es 22% menor que la distorsión armónica del inversor de dos niveles.

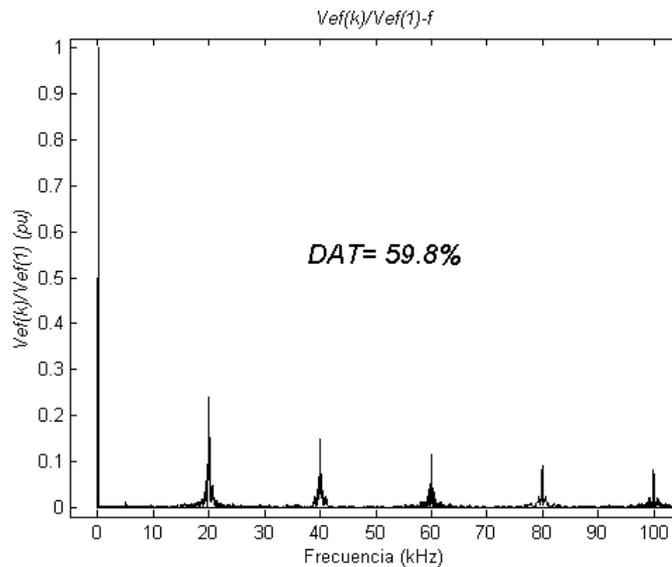


Figura 6.72. Distorsión armónica total de la tensión  $V_{ef}$  con carga resistiva (pu).

### 6.3.5. Resultados en lazo abierto del inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías puente completo/medio puente utilizando la estrategia de modulación de los dos vectores más cercanos

#### 6.3.5.1. Resultados utilizando carga resistiva

La estrategia de modulación de los dos vectores más cercanos se utiliza para disminuir la distorsión armónica de la tensión  $V_{ef}$ . La figura 6.73 muestra la tensión de salida y la corriente de salida utilizando una carga resistiva.

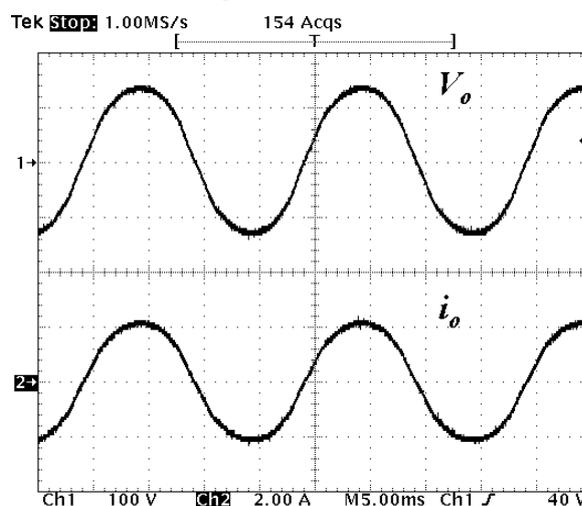


Figura 6.73. Tensión de salida y corriente de salida para carga resistiva,  $R=62 \Omega$ .

La figura 6.74 muestra la tensión a la entrada del filtro pasabajos y la corriente por la bobina. Se puede observar que la tensión a la entrada del filtro es muy similar a la tensión resultante de la estrategia de modulación EMUM. Esto es debido a que la imagen pierde la información debido a la alta frecuencia de conmutación y presenta sólo un alias de ésta. Asimismo se puede ver la reducción del rizado de la corriente por la bobina, el cual es menor que el resultante en los inversores de dos niveles y también es menor que para la EMUM.

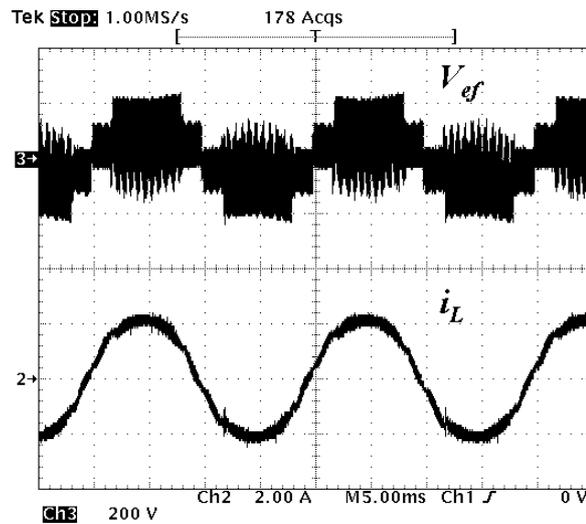


Figura 6.74 Tensión a la entrada del filtro y corriente por la bobina con carga resistiva,  $R=62 \Omega$ .

La figura 6.75 muestra el espectro de frecuencia y el valor de la distorsión armónica total de la tensión de salida del convertidor ca/ca medio puente multinivel utilizando la modulación de los dos vectores más cercanos.

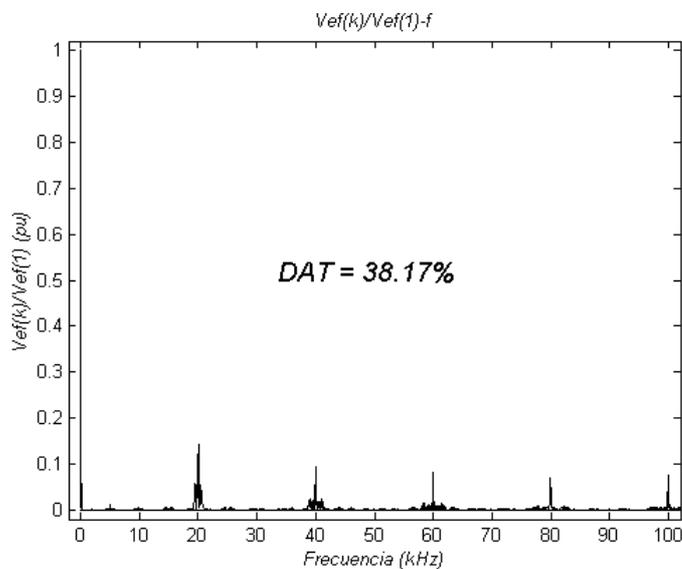


Figura 6.75. Distorsión armónica total de la tensión  $V_{ef}$  con carga resistiva (pu).

La figura 6.76 muestra la evolución de la corriente por la bobina en el cruce por cero. Se puede observar la reducción del rizado de corriente en el nivel bajo de tensión, similar a lo obtenido en la modulación unipolar multinivel.

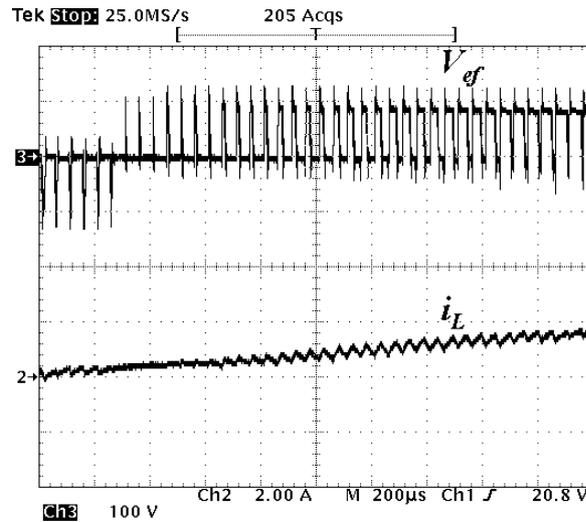


Figura 6.76. Tensión a la entrada del filtro y corriente por la bobina durante el cruce por cero de la corriente.

La figura 6.77 muestra el detalle del cambio de nivel de la modulación de los dos vectores más cercanos. Se puede observar que no existe un cambio en el rizado de la corriente por la bobina como aparece en la estrategia de modulación unipolar multinivel. De esta forma se logra mantener un rizado drásticamente menor utilizando la modulación de los dos vectores más cercanos.

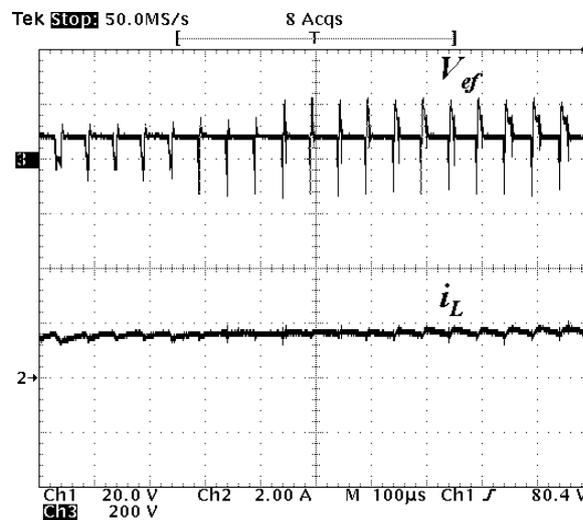


Figura 6.77. Tensión a la entrada del filtro y corriente por la bobina durante el cambio de nivel y semiciclo positivo.

La figura 6.78 muestra el esfuerzo de tensión en el interruptor  $S_{2q}$ . Utilizando esta estrategia de conmutación también los interruptores  $S_{1q}$  y  $S_{4q}$  en algún momento manejan menos esfuerzo de tensión precisamente durante la conducción de  $S_{2q}$  y  $S_{4q}$ .

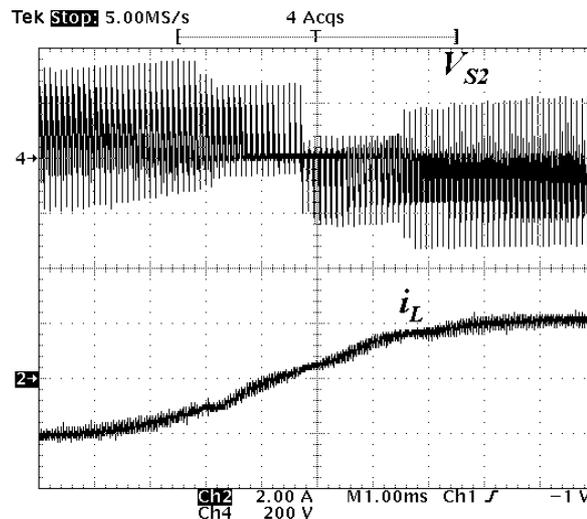


Figura 6.78. Esfuerzo de tensión de  $S_{2q}$  y evolución de la corriente durante  $1/4$  período de línea.

La figura 6.79 muestra la relación que existe entre la tensión a la salida del convertidor ca/ca y la tensión de salida del convertidor cc/ca durante el nivel bajo del semiciclo positivo de línea.

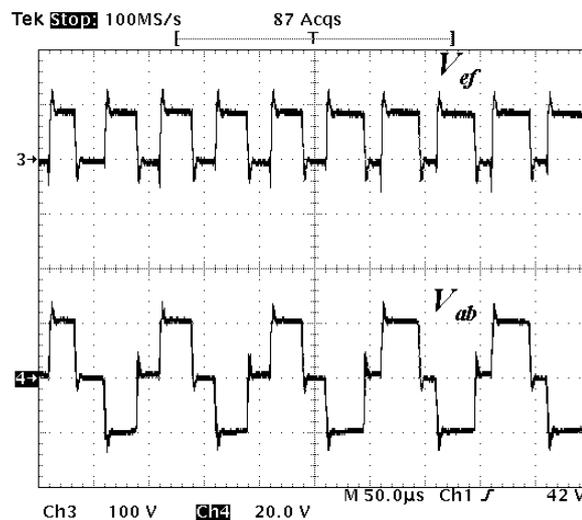


Figura 6.79. Tensión  $V_{ef}$  y tensión a la entrada del transformador de alta frecuencia durante el semiciclo positivo de línea y nivel bajo.

### 6.3.5.2. Resultados utilizando una carga resistiva-inductiva

La figura 6.80 muestra la respuesta del inversor con la modulación de los dos vectores más cercanos al utilizar una carga resistiva-inductiva. El defasamiento de la corriente con respecto al voltaje es de aproximadamente  $30^\circ$ . Durante el tiempo en el que el signo de la tensión de salida y la corriente de salida son diferentes, la energía se regresa a la fuente de alimentación.

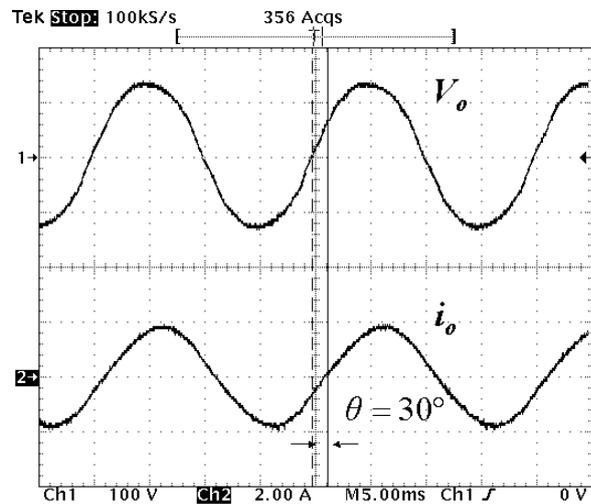


Figura 6.80. Tensión de salida y corriente de salida utilizando una carga resistiva-inductiva,  $R=62 \Omega$  y  $L=30 \text{ mH}$ .

La tensión a la entrada del filtro y la corriente por la bobina se muestran en la figura 6.81 en el caso de emplear una carga resistiva-inductiva.

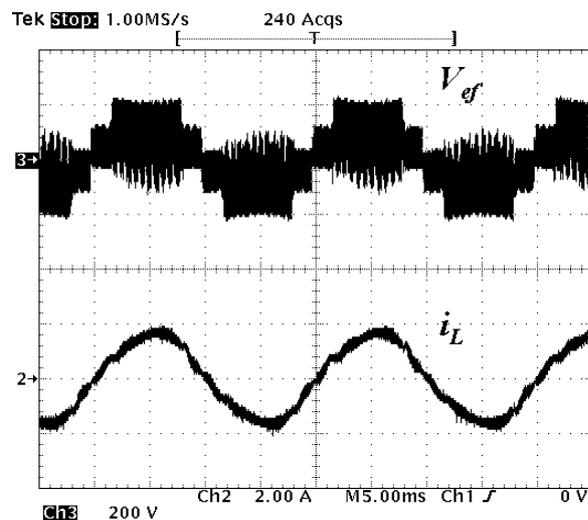


Figura 6.81. Tensión a la entrada del filtro y corriente por la bobina utilizando una carga resistiva-inductiva,  $R=62 \Omega$  y  $L=30 \text{ mH}$ .

La figura 6.82 muestra la distorsión armónica de la tensión a la salida del convertidor ca/ca multinivel utilizando la estrategia de modulación de los dos vectores más cercanos y con carga resistiva-inductiva.

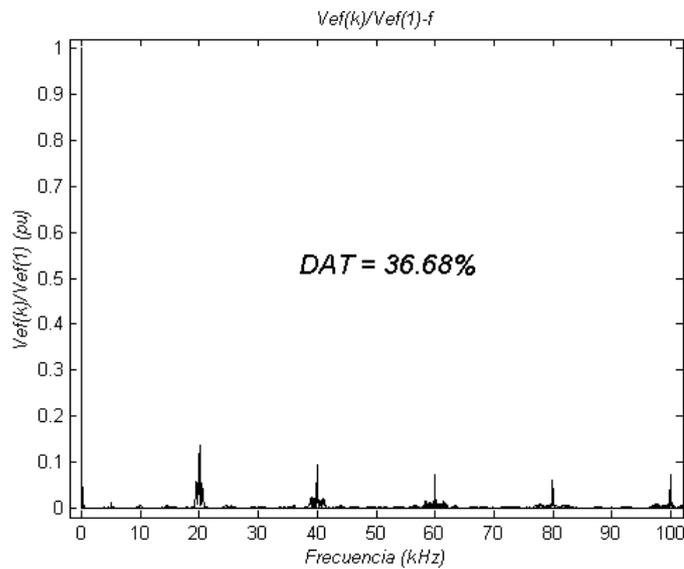


Figura 6.82. Distorsión armónica total de la tensión  $V_{ef}$  con carga resistiva-inductiva (pu).

### 6.3.5.3. Resultados utilizando carga no lineal

Para este experimento se utiliza la carga no lineal de la figura 6.37. La figura 6.83 muestra la tensión de salida del convertidor ca/ca y la corriente por el filtro utilizando la modulación de los dos vectores más cercanos.

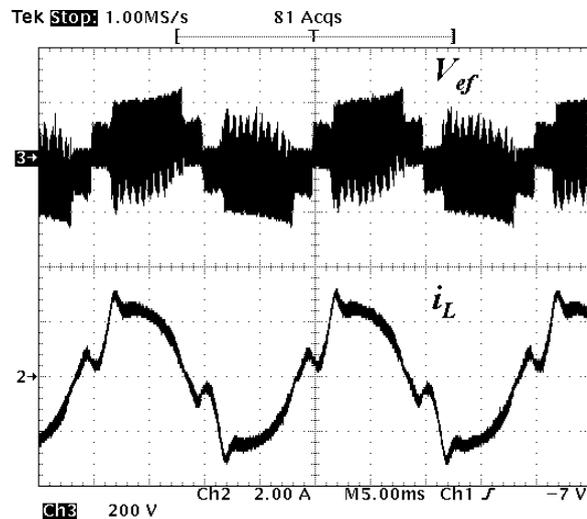


Figura 6.83. Tensión a la entrada del filtro y corriente por la bobina utilizando una carga no lineal, puente de diodos,  $C=450 \mu\text{F}$  y  $R=62 \Omega$ .

La figura 6.84 muestra el espectro de frecuencia y la distorsión armónica total de la tensión  $V_{ef}$  con carga no lineal.

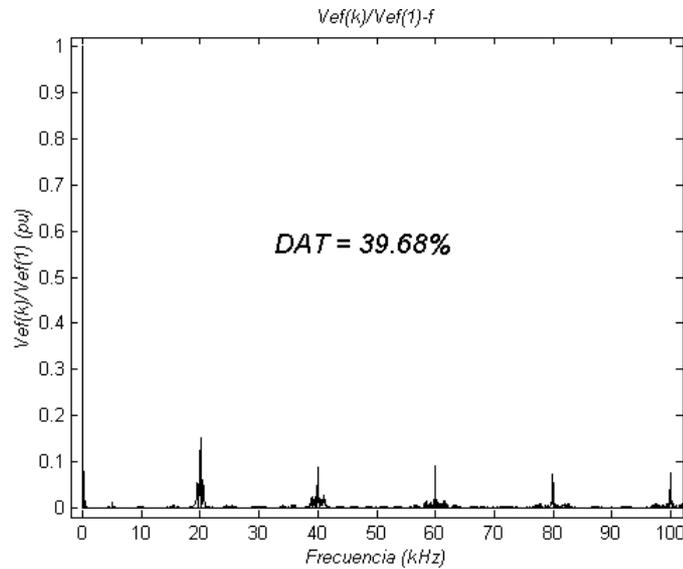


Figura 6.84. Distorsión armónica total de la tensión  $V_{ef}$  con carga no lineal (pu).

### 6.3.6. Resultados en lazo abierto del inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías push-pull/puente completo utilizando la modulación unipolar multinivel

La figura 6.85 muestra el diagrama de circuito del IBMAAF basado en las topologías push-pull/puente completo. Se obtienen resultados experimentales del inversor utilizando carga resistiva y carga resistiva-inductiva.

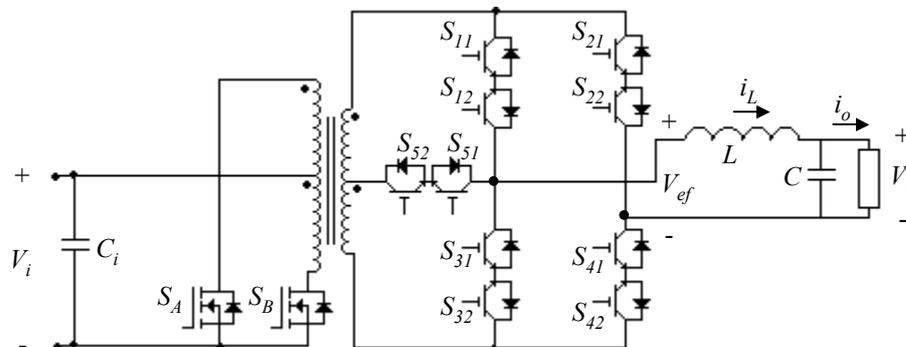


Figura 6.85. Inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías push-pull/puente completo.

#### 6.3.6.1. Resultados utilizando carga resistiva

En la modulación unipolar multinivel se utiliza en todo momento la generación de tensión cero utilizando el convertidor ca/ca. La tensión media se obtiene utilizando el interruptor bidireccional compuesto por  $S_{51}$  y  $S_{52}$ . La figura 6.86 muestra la evolución de la tensión de salida y la corriente de salida utilizando la modulación unipolar

multinivel. Se puede apreciar una distorsión debida al cambio de nivel. Esta distorsión debe eliminarse utilizando el control en lazo cerrado.

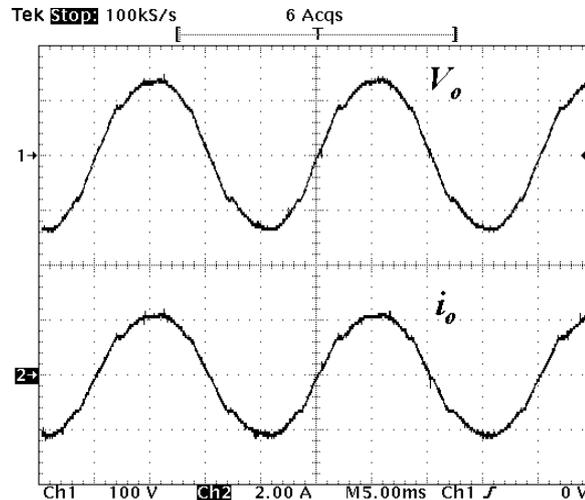


Figura 6.86. Tensión de salida y corriente de salida utilizando una carga resistiva.

La figura 6.87 muestra la tensión a la salida del convertidor ca/ca y la corriente por la bobina del filtro de salida pasabajos. Se puede observar una componente de alta frecuencia de la tensión a la entrada del filtro debida a la conexión del convertidor ca/ca al convertidor cc/cc. Asimismo se puede observar que el rizado de corriente es menor durante el tiempo donde el nivel es bajo. Sin embargo el rizado de corriente aumenta considerablemente cuando el nivel es alto.

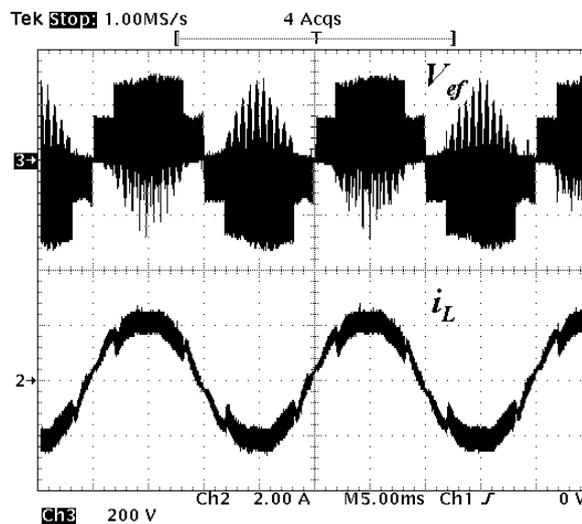


Figura 6.87. Tensión de salida del convertidor ca/ca y corriente por el filtro de salida utilizando una carga resistiva.

La figura 6.88 muestra el espectro de frecuencia y el valor de la distorsión armónica total de la tensión de salida del convertidor ca/ca puente completo multinivel.

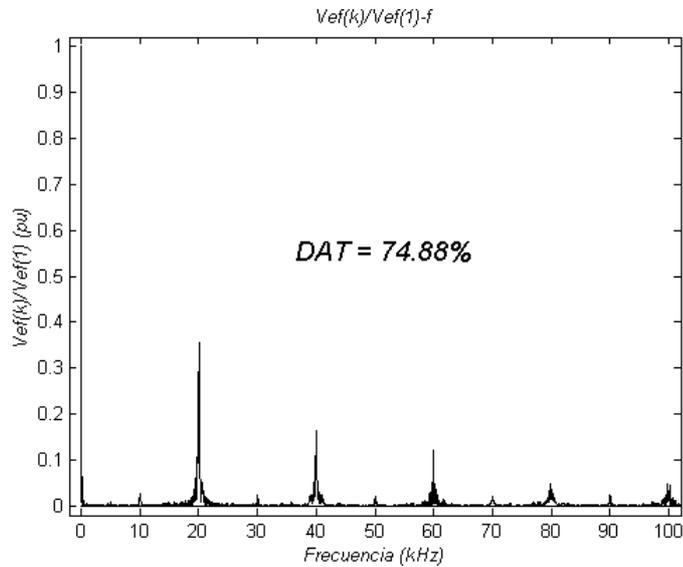


Figura 6.88. Espectro de frecuencia y distorsión armónica total de la tensión  $V_{ef}$  con resistiva (pu).

La figura 6.89 muestra la evolución de la corriente por el filtro y la tensión de salida del convertidor ca/ca en un tiempo cercano al cruce por cero.

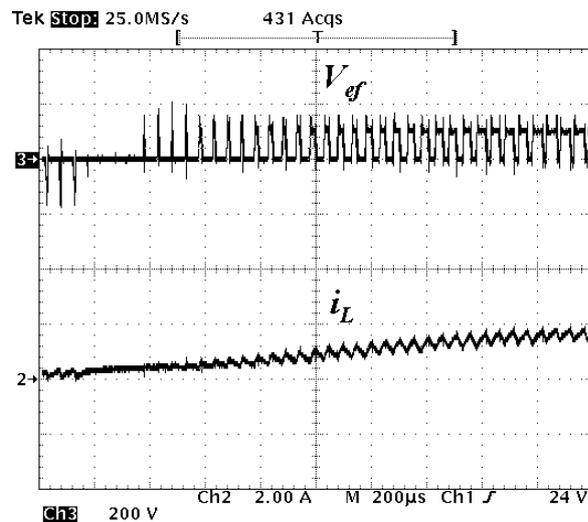


Figura 6.89. Detalle del cruce por cero de la corriente por el filtro de salida pasabajos y tensión a la entrada del filtro.

La figura 6.90 muestra la evolución de la corriente por la bobina y la tensión a la salida del convertidor ca/ca durante el cambio de nivel en el semiciclo positivo de línea.

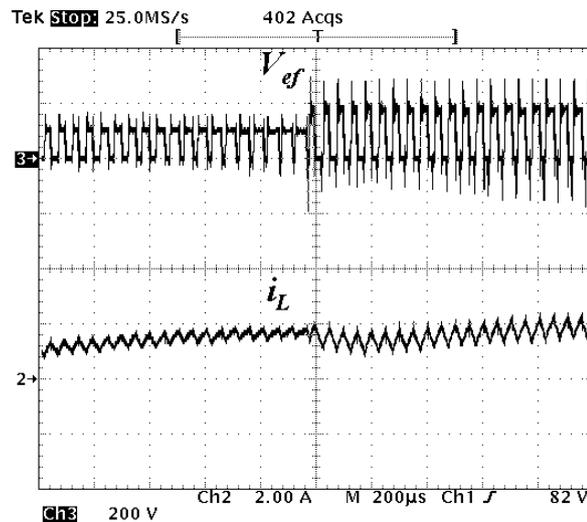


Figura 6.90. Detalle de la tensión de salida del convertidor ca/ca y corriente por la bobina en el cambio de nivel durante el semiciclo positivo de línea.

### 6.3.6.2. Resultados utilizando carga resistiva-inductiva

El funcionamiento del inversor se puede garantizar para cargas con bajo factor de potencia. La figura 6.91 muestra la tensión de salida y la corriente de salida al utilizar una carga resistiva-inductiva. La energía reactiva se regresa a la fuente de alimentación de corriente continua.

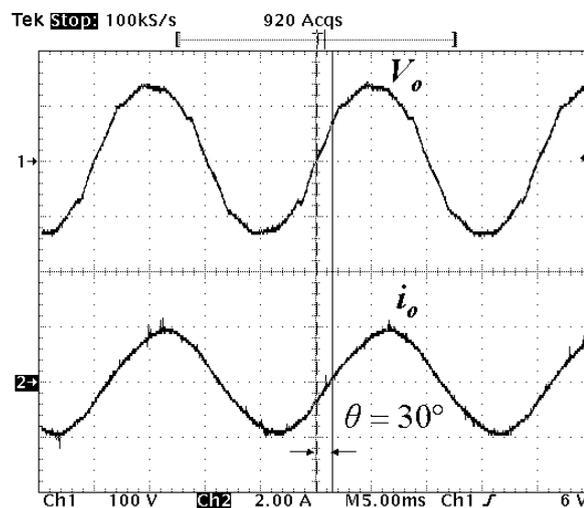


Figura 6.91. Voltaje de salida y corriente de salida del inversor utilizando una carga resistiva-inductiva,  $R=62 \Omega$  y  $L=30 \text{ mH}$ .

Finalmente, en la figura 6.92, se presenta la evolución de la tensión de salida del convertidor ca/ca y la corriente por el filtro de salida pasabajos para una carga resistiva-inductiva. Se puede observar una disminución del rizado de corriente debido a la carga.

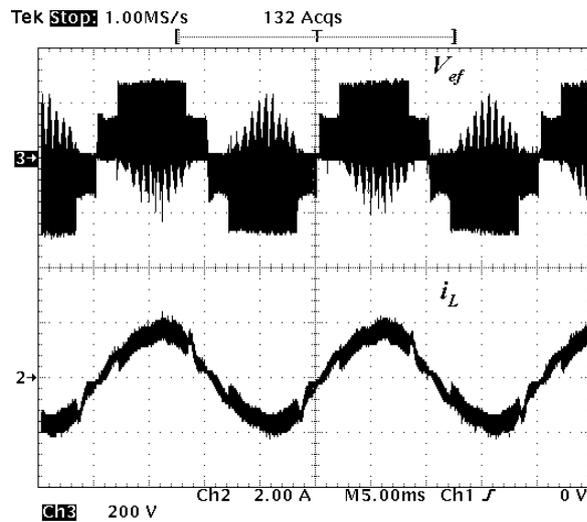


Figura 6.92. Tensión de entrada del filtro y corriente por la bobina utilizando carga resistiva-inductiva.

La figura 6.93 muestra el espectro de frecuencia y el valor de la distorsión armónica total de la tensión de salida del convertidor ca/ca puente completo multinivel utilizando la modulación unipolar multinivel.

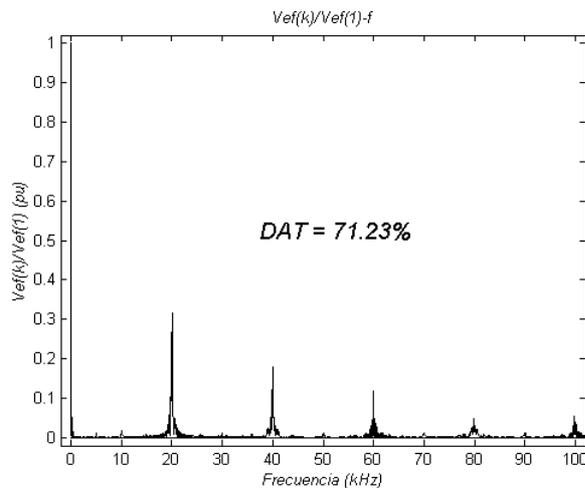


Figura 6.93. Espectro de frecuencia y distorsión armónica total de la tensión  $V_{ef}$  con resistiva (pu).

### 6.3.7. Resultados en lazo abierto del inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías push-pull/puente completo utilizando la modulación de los dos vectores más cercanos

Se emplea la modulación de los dos vectores más cercanos para el IBMAAF basado en las topologías push-pull/puente completo

### 6.3.7.1. Resultados utilizando carga resistiva

La figura 6.94 muestra la tensión de salida y la corriente de salida en el IBMAAF basado en las topologías *push-pull*/puente completo utilizando la estrategia de modulación de los dos vectores más cercanos.

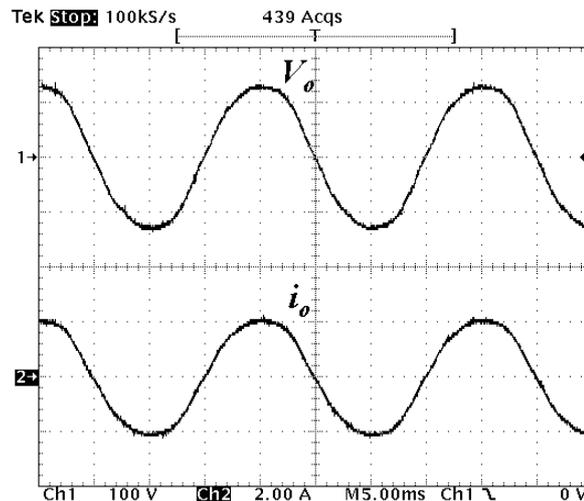


Figura 6.94. Tensión de salida y corriente de salida utilizando una carga resistiva.

La figura 6.95 muestra la tensión a la entrada del filtro pasabajos y la corriente por la bobina del filtro.

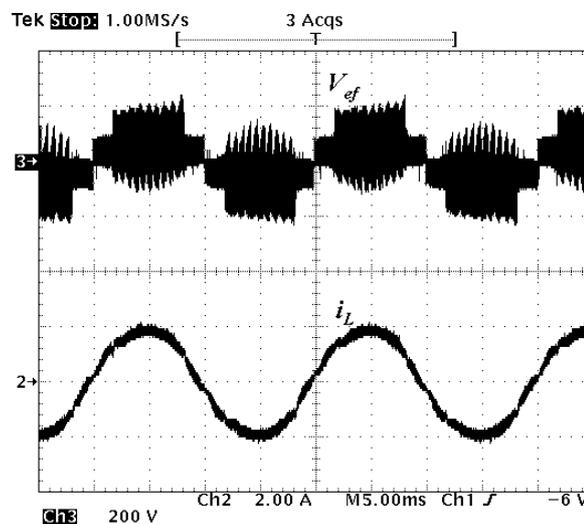


Figura 6.95. Tensión a la entrada del filtro pasabajos y corriente por la bobina utilizando una carga resistiva.

La figura 6.96 muestra el espectro de frecuencia y el valor de la distorsión armónica total de la tensión de salida del convertidor ca/ca multinivel utilizando carga resistiva.

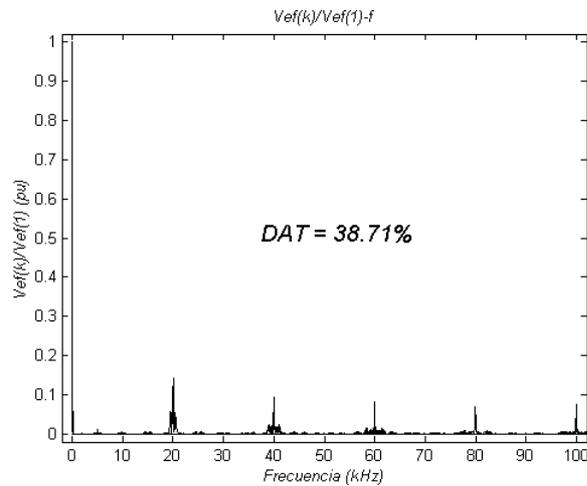


Figura 6.96. Espectro de frecuencia y distorsión armónica total de la tensión  $V_{ef}$  utilizando una carga resistiva.

La figura 6.97 muestra el funcionamiento del inversor durante el cruce por cero de la corriente por el filtro de salida pasabajos.

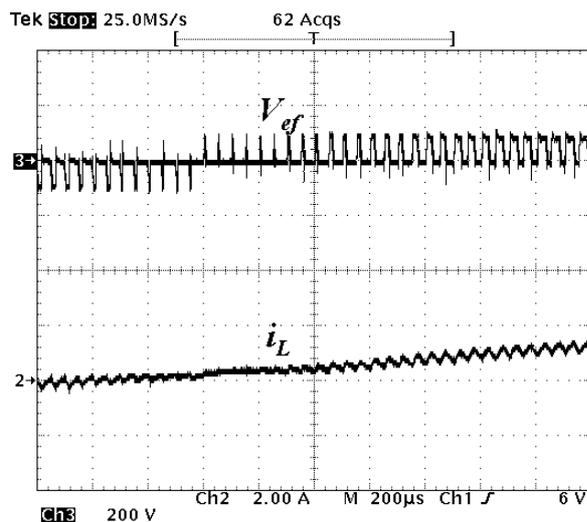


Figura 6.97. Detalle del cruce por cero de la corriente por el filtro de salida y tensión de salida del convertidor ca/ca utilizando carga resistiva.

La figura 6.98 muestra la evolución de la tensión  $V_{ef}$  y la corriente  $i_L$  en el cambio de nivel durante el semiciclo positivo de línea.

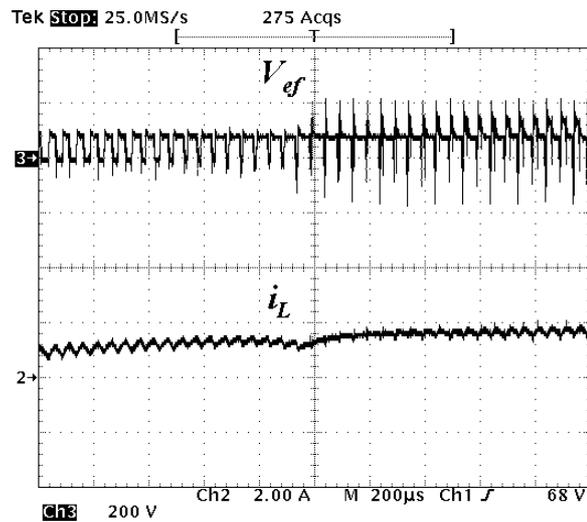


Figura 6.98. Detalle del cruce de nivel de la tensión  $V_{ef}$  y de la corriente  $i_L$ .

### 6.3.7.2. Resultados utilizando carga resistiva-inductiva

La figura 6.99 muestra la evolución de la tensión de salida y la corriente de salida del convertidor ca/ca puente completo multinivel, utilizando una carga resistiva-inductiva.

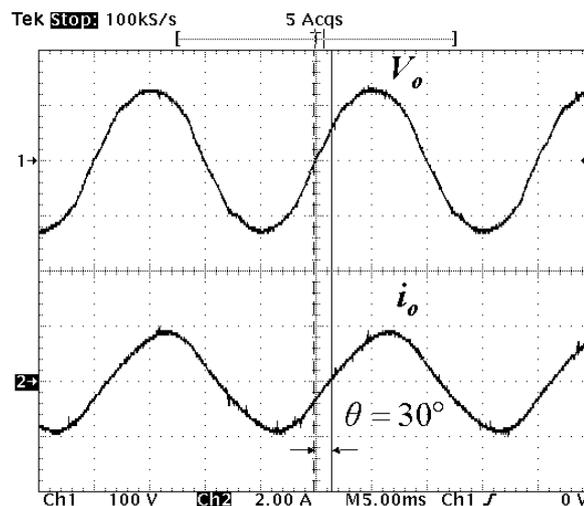


Figura 6.99. Tensión de salida y corriente de salida utilizando una carga resistiva-inductiva.

Para la misma carga resistiva-inductiva, la figura 6.100 muestra la evolución de la tensión a la salida del convertidor ca/ca multinivel y la corriente por la bobina del filtro pasabajos.

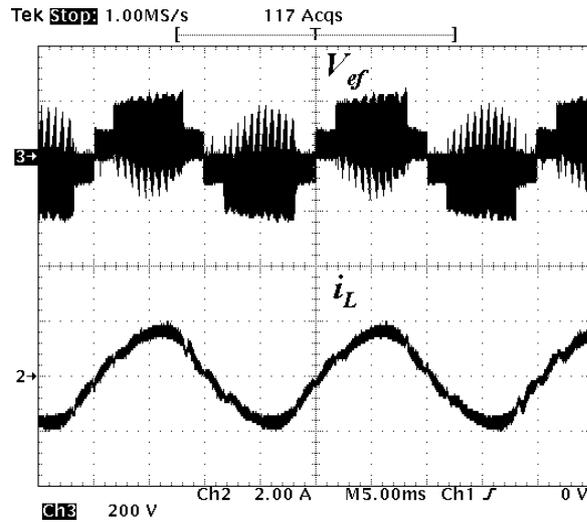


Figura 6.100. Tensión a la entrada del filtro pasabajos y corriente por la bobina utilizando una carga resistiva-inductiva.

La figura 6.101 muestra el espectro de frecuencia y el valor de la distorsión armónica total de la tensión  $V_{ef}$  del IBMAAF basado en las topologías *push-pull*/puente completo utilizando la EM2VMC con una carga resistiva-inductiva.

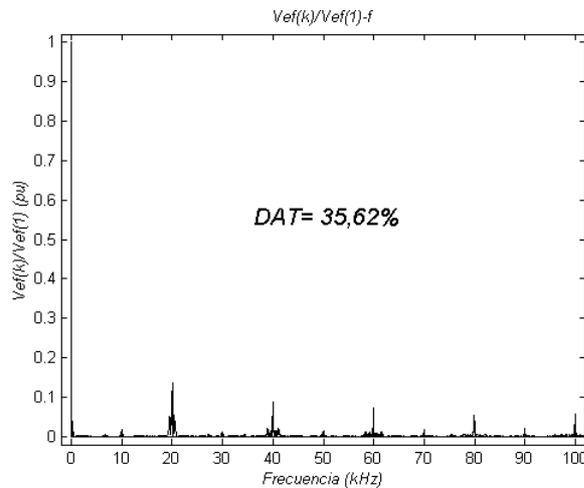


Figura 6.101. Espectro de frecuencia y distorsión armónica total de la tensión  $V_{ef}$  con carga resistiva-inductiva.

### 6.3.8. Resumen de resultados de distorsión armónica de los inversores

La tabla 6.2 muestra un resumen de los resultados de distorsión armónica de cada inversor utilizando carga resistiva, inductiva y no lineal.

La distorsión armónica total de la tensión  $V_{ef}$  de los inversores de dos niveles es significativamente mayor que la distorsión armónica total de los inversores multinivel, especialmente utilizando la estrategia de modulación de los dos vectores más cercanos.

TABLA 6.2. RESUMEN DE RESULTADOS DE DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL DE LA TENSIÓN VEF.

Inversor	DAT de $V_{ef}$ (%) Carga resistiva R=62 $\Omega$	DAT $V_{ef}$ (%) Carga resistiva- inductiva, R=62 $\Omega$ , L=2 mH	DAT $V_{ef}$ (%) Carga no lineal
Puente completo/ puente completo de dos niveles	85,01	79,01	88,86
Puente completo/ medio puente de dos niveles	78,46	73,77	81,44
<i>Push-pull</i> / puente completo de dos niveles	89,00	83,01	90,00
Puente completo/ medio puente multinivel utilizando la EMUM	62,29	58,1	59,8
Puente completo/ medio puente multinivel utilizando la EM2VMC	38,17	36,68	39,68
<i>Push-pull</i> / puente completo multinivel utilizando la EMUM	74,88	71,23	78,20
<i>Push-pull</i> / puente completo utilizando la EM2VMC	38,71	35,62	39,80

### 6.3.9. Resultados de rendimiento de los inversores

Con el objetivo de comparar las diferentes topologías y estrategias de modulación en función del rendimiento global de los inversores, se han realizado pruebas estableciendo como tensión de salida  $V_o=100$  V y un índice de modulación de 0.94 para una potencia de salida de 160 W y un índice de modulación de 0.82 pu para una potencia de salida de 80 W.

La tabla 6.3 muestra los resultados de rendimiento de cada inversor.

TABLA 6.3. RESULTADOS DE RENDIMIENTO DE LOS INVERSORES DE DOS NIVELES Y MULTINIVEL.

Inversor	$P_i$ (W)	$P_o$ (W)	$\eta_T$ (%)	$P_i$ (W)	$P_{ab}$ (W)	$\eta_{cc/ca}$ (%)	$P_{ab}$ (W)	$P_o$ (W)	$\eta_{tcf}$ (%)
2 niveles Puente completo/ puente completo	261,40 117,40	171,60 80,90	65,64 68,90	238,8 117,3	179,3 97,30	75,08 82,94	190,80 98,30	163,00 80,00	85,42 81,38
2 niveles Puente completo/ medio puente	262,00 142,60	158,00 79,10	60,03 55,40	257,00 139,00	187,80 108,20	73,03 77,84	189,10 109,00	159,00 81,00	84,00 74,31
2 niveles <i>Push-pull</i> / puente completo	236,20 111,30	158,10 79,10	66,93 71,06	*	*	*	*	*	*
Multinivel Puente completo/ medio puente, EMUM	252,00 135,00	154,80 80,00	61,40 59,25	252,20 135,00	187,01 106,20	74,18 78,66	184,8 106,90	157,00 81,00	84,95 75,77
Multinivel Puente completo/ medio puente, EM2VMC	232,30 129,10	142,20 77,70	63,36 60,18	239,00 131,40	186,00 109,00	77,78 82,95	185,00 109,00	156,00 80,00	84,32 73,39
Multinivel <i>Push-pull</i> / puente completo, EMUM	226,7 106,30	153,1 76,60	67,53 72,06	*	*	*	*	*	*
Multinivel <i>Push-pull</i> / puente completo, EM2VMC	207,40 101,50	154,10 78,10	74,03 76,90	*	*	*	*	*	*

Donde:  $P_i$  es la potencia de entrada del inversor;  $P_o$  es la potencia de salida del inversor;  $P_{ab}$  es la potencia de salida del convertidor cc/ca;  $\eta_T$  es la eficiencia total del inversor;  $\eta_{cc/ca}$  es la eficiencia del convertidor cc/ca;  $\eta_{tcf}$  es la eficiencia incluyendo el transformador de alta frecuencia, el convertidor ca/ca y el filtro de salida pasabajos; \* son datos que no se tienen disponibles debido al difícil acceso que se tiene a las terminales de los convertidores que utilizan la topología *push-pull*.

Se puede ver en la tabla 6.3 que por lo general es menor la eficiencia de los convertidores cc/ca que los inversores ca/ca. Asimismo, se puede observar que los inversores que tienen mayor eficiencia son los inversores multinivel siendo más

significativo el aumento al utilizar la estrategia de modulación de los dos vectores más cercanos.

**6.3.10. Resumen comparativo de topologías bidireccionales con aislamiento en alta frecuencia**

La tabla 6.4 muestra una valoración cualitativa de los inversores bidireccionales con aislamiento en alta frecuencia. La tabla expone el número de transistores de baja tensión (BT), el número de transistores de alta tensión (AT), el número de elementos magnéticos, el número de condensadores, valoración de la distorsión armónica total (DAT) y valoración del rendimiento.

TABLA 6.4. TABLA COMPARATIVA DE INVERSORES BIDIRECCIONALES CON AISLAMIENTO EN ALTA FRECUENCIA.

Convertidor <sup>1</sup>	Trans. de BT	Trans. de AT	Elem. magnét.	Conden.	DAT	Rend.
2 niveles, tres etapas, <i>push-pull</i> /puente completo	2	8	3	2	Alta	Bajo
2 niveles puente completo/puente completo	4	8	2	1	Alta	Bajo
2 niveles puente completo/medio puente	2	8	2	1	Alta	Bajo
2 niveles <i>push-pull</i> /puente completo	2	8	2	1	Alta	Medio
Multinivel puente completo/medio puente, EMUM	4	8	2	1	Media	Bajo
Multinivel puente completo/medio puente, EM2VMC	4	8	2	1	Baja	Bajo
Multinivel <i>push-pull</i> /puente completo, EMUM	2	10	2	1	Media	Medio
Multinivel <i>push-pull</i> /puente completo, EM2VMC	2	10	2	1	Baja	Alto

**6.3.11. Resultados en lazo cerrado del inversor bidireccional de dos niveles con aislamiento en alta frecuencia utilizando las topologías puente completo/puente completo**

El control en lazo cerrado del IBAAF de dos niveles utilizando las topologías puente completo/puente completo se aplica para comprobar su funcionalidad. A continuación se presentan resultados que demuestran la respuesta dinámica del control. Las pruebas que se realizarán son las siguientes:

<sup>1</sup> Convertidores de dos etapas, a menos que se indique lo contrario.

Las condiciones de prueba son:

$$V_i=22 \text{ V}$$

$$V_o=90 \text{ Vrms}$$

$$P_{omax}= 130 \text{ W}$$

La figura 6.102 muestra la respuesta experimental ante un cambio de carga de 50-100%.

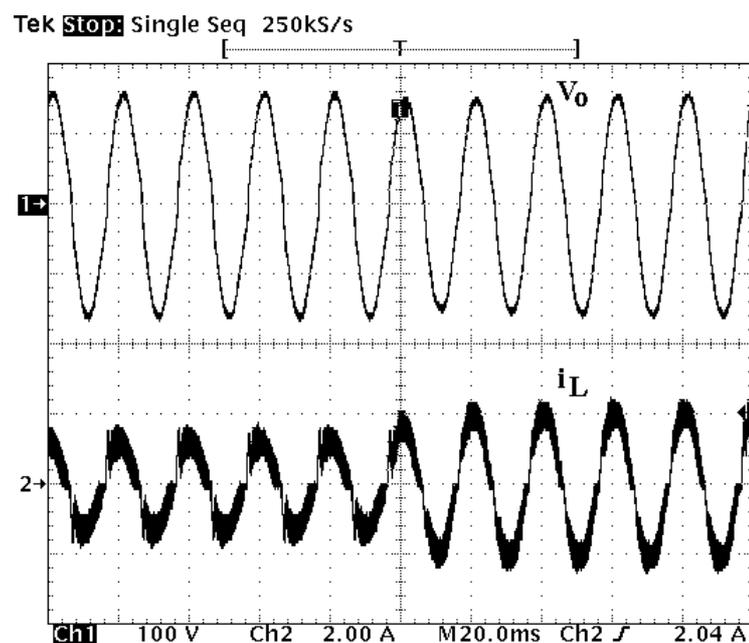


Figura 6.102. Respuesta del controlador ante un cambio de carga del inversor bidireccional de dos niveles con aislamiento en alta frecuencia.

### 6.3.12. Resultados en lazo cerrado del inversor bidireccional de dos niveles con aislamiento en alta frecuencia utilizando las topologías puente completo/medio puente

El control en lazo cerrado del IBAAF de dos niveles utilizando las topologías puente completo/medio puente se aplica para comprobar su funcionalidad. A continuación se presentan resultados que demuestran la respuesta en estado estacionario y la respuesta dinámica del control. Las pruebas que se realizarán son las siguientes:

- A. Respuesta del inversor en el arranque y ante cambios de carga y de referencia en lazo abierto
- B. Respuesta del inversor en el arranque, ante cambios de carga y de referencia en lazo cerrado.

Las condiciones de prueba son:

$$V_i = 22 \text{ V}$$

$$V_o = 90 \text{ Vrms}$$

$$P_{o\max} = 130 \text{ W}$$

### 6.3.12.1. Resultados en lazo abierto

La figura 6.103 muestra la evolución de la tensión de salida y de la corriente por el filtro ante un cambio de carga del 50 al 100% en lazo abierto. Se puede observar la variación de la tensión de salida debido al aumento de la demanda de corriente por la carga.

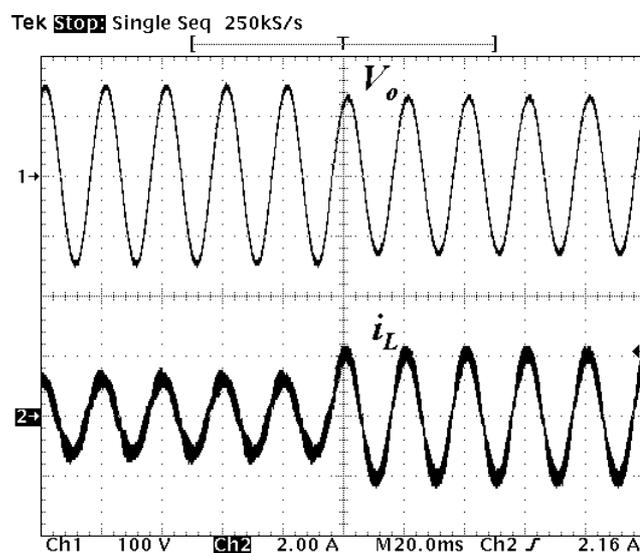


Figura 6.103. Respuesta de la tensión de salida y de la corriente por la bobina a un cambio de carga en lazo abierto.

La figura 6.104 muestra la evolución de la tensión en componente  $d$  de la tensión de salida  $V_{od}$  ante el cambio de carga en lazo abierto.

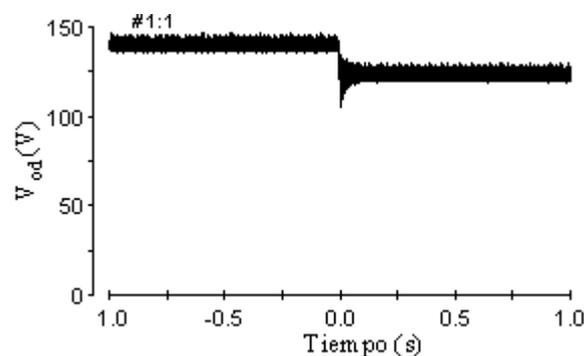


Figura 6.104. Medida experimental desde controldesk de la tensión en componente  $d$  ( $V_{od}$ ) durante un cambio de carga en lazo abierto.

La figura 6.105 muestra la evolución de la tensión de salida en componente d durante el arranque utilizando arranque suave de 0,5 segundos de duración en lazo abierto.

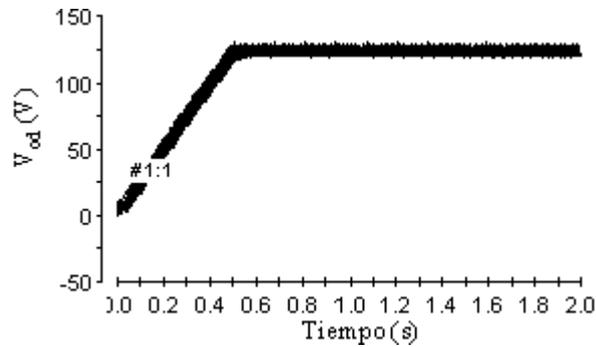


Figura 6.105. Medida experimental desde controldesk de la tensión en componente d ( $V_{od}$ ) durante el arranque en lazo abierto.

El coeficiente de regulación de línea (CRL), que es una medida de la desviación que sufre la tensión de salida frente a las variaciones de la tensión de entrada, esta definida en (6.1).

$$CRL = \frac{\Delta V_i}{V_{o\ nominal}} * 100 \tag{6.1}$$

donde

$\Delta V_o$  = Desviación de la tensión eficaz aplicada a la carga

$V_{o\ nominal}$  = Valor usual aplicado a la carga

Para realizar esta prueba se ha variado la tensión de entrada entre 18 V y 22 V considerando una consigna de 90 V. La tabla 6.5 muestra los valores obtenidos.

TABLA 6.5. COEFICIENTE DE REGULACIÓN DE LÍNEA EN LAZO ABIERTO

Tensión $V_o$ (V) ( $V_i=22$ V)	Tensión $V_o$ (V) ( $V_i=18$ V)	CRL (%)
104,4	85,8	20,00

El coeficiente de regulación de carga (CRC) es una medida de la desviación que sufre la tensión de salida, frente a variaciones de corriente entregada a la carga. Su definición se presenta en (6.2).

$$CRC(\%) = \frac{\Delta V_o}{V_{o\ nominal}} . 100 \tag{6.2}$$

Considerando una consigna de 90 V, se ha variado la resistencia de carga entre 62 y 124  $\Omega$ . La tabla 6.6 muestra los resultados obtenidos.

TABLA 6.6. COEFICIENTE DE REGULACIÓN DE CARGA EN LAZO ABIERTO

Tensión $V_o$ (V) ( $R=124 \Omega$ )	Tensión $V_o$ (V) ( $R=62 \Omega$ )	CRC (%)
105,1	92,4	14,11

### 6.3.12.2. Resultados en lazo cerrado

Para comprobar la funcionalidad del control propuesto se han realizado pruebas en lazo cerrado del inversor. En primer lugar se muestra el comportamiento en estado estable, posteriormente se presentan pruebas de respuesta dinámica.

La figura 6.106 muestra el comportamiento en estado estacionario de la tensión de salida y la corriente por la bobina en lazo cerrado.

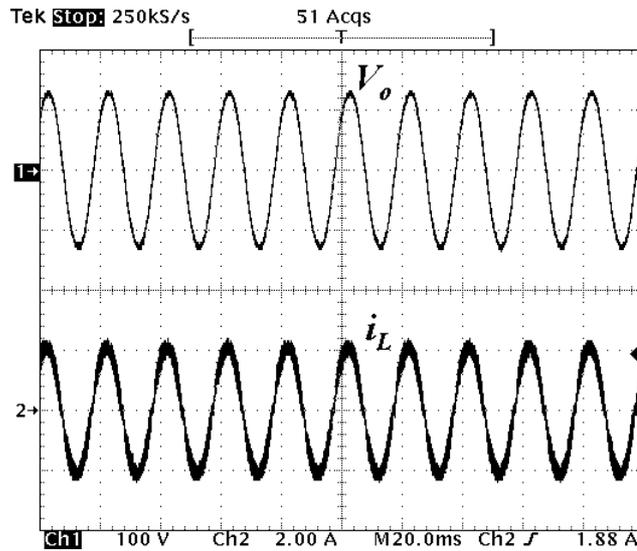


Figura 6.106. Respuesta en lazo cerrado de la tensión de salida y la corriente por la bobina en régimen permanente.

La figura 6.107 muestra la respuesta durante el arranque de la tensión compuesta  $V_{od}$  y la señal de referencia.

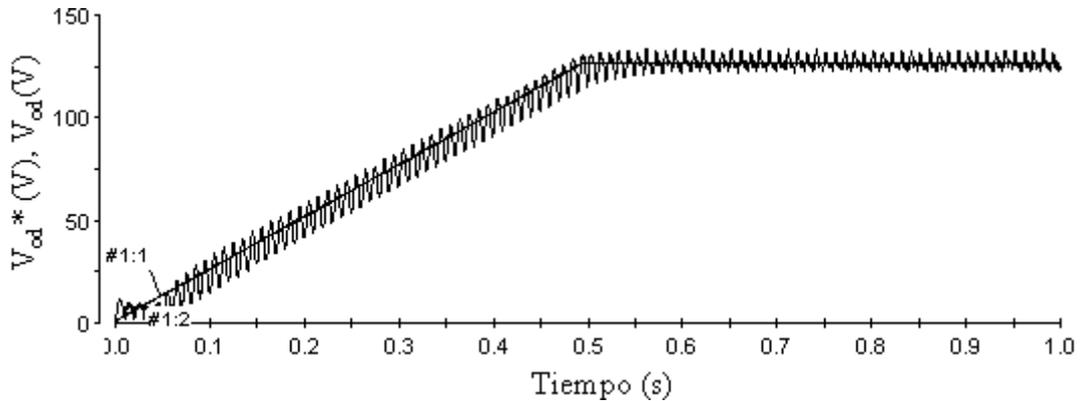


Figura 6.107. Medida experimental desde controldesk de la tensión en componente d ( $V_{od}$ ) durante el arranque en lazo cerrado.

La figura 6.108 muestra la evolución durante el arranque de la tensión compuesta  $V_{oq}$  y la señal de referencia.

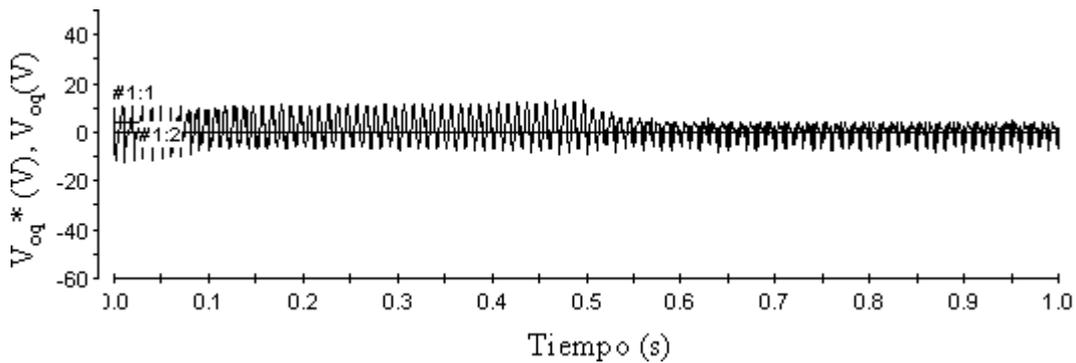


Figura 6.108. Medida experimental desde controldesk de la tensión en componente q ( $V_{oq}$ ) durante el arranque en lazo abierto.

El experimento para observar la respuesta dinámica ante un cambio de carga se ha realizado utilizando un cambio entre una resistencia de  $62 \Omega$  y una de  $124 \Omega$ .

El incremento de la carga ocasiona una caída de la tensión de salida que se ve compensada por la acción del control que reestablece su valor nominal.

La figura 6.109 muestra la respuesta desde *controldesk* de la evolución de la tensión compuesta  $V_{od}$  y la señal de referencia. Se puede observar que el tiempo de retorno al valor estacionario es de 50ms y un sobre impulso del 23%.

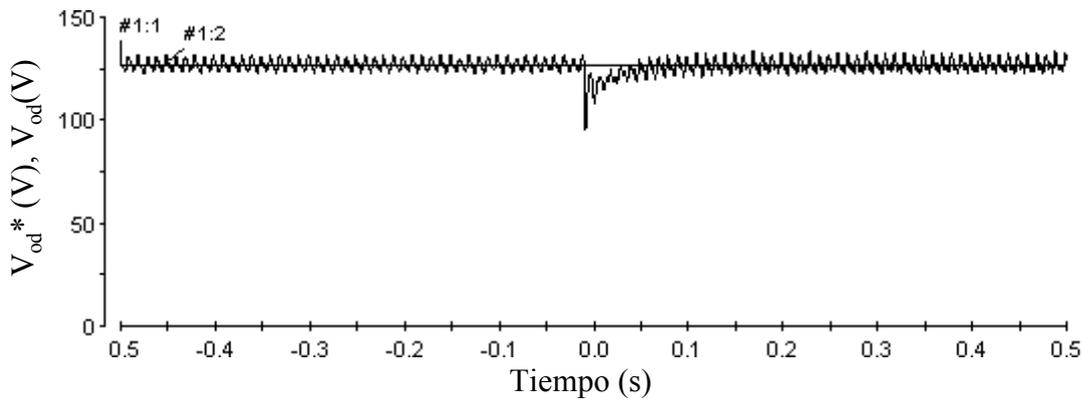


Figura 6.109. Medida experimental desde controldesk de la tensión en componente d ( $V_{od}$ ).

La figura 6.110 muestra el comportamiento dinámico de la tensión en componente q y la señal de referencia.

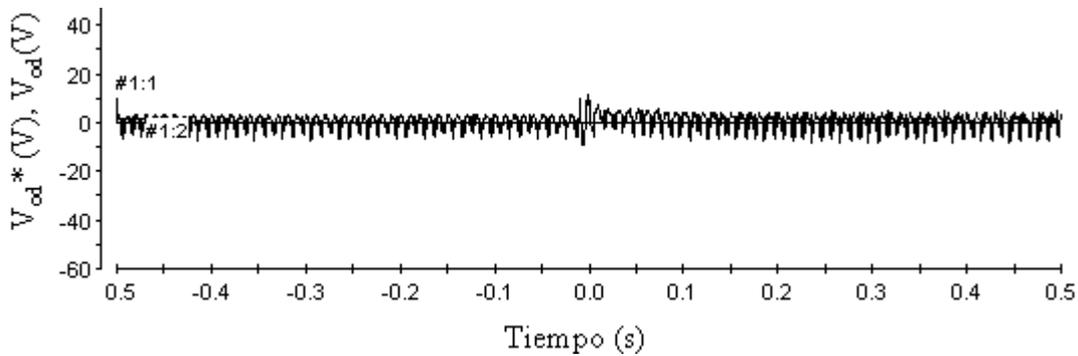


Figura 6.110. Medida experimental desde controldesk de la tensión en componente d ( $V_{od}$ ).

La figura 6.111 muestra la evolución de la tensión de salida y la corriente por la bobina durante el cambio de carga.

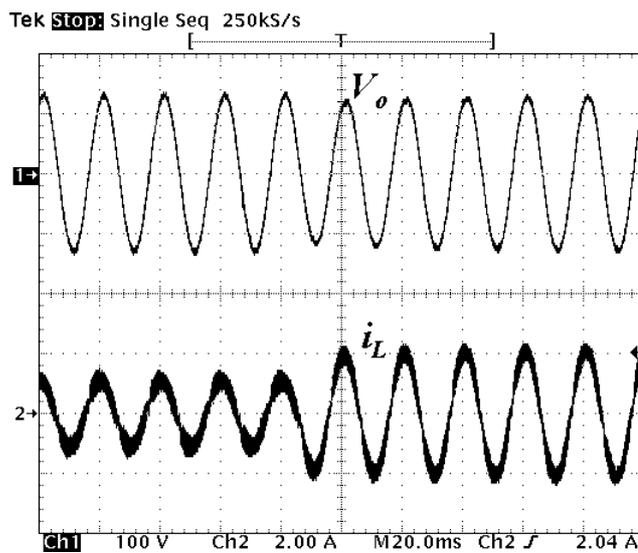


Figura 6.111. Respuesta en lazo cerrado de la tensión de salida y de la corriente por la bobina ante un cambio de carga.

Los resultados de la medición del índice de regulación de línea y el índice de regulación de carga se muestran en las tablas 6.7 y 6.8.

TABLA 6.7. COEFICIENTE DE REGULACIÓN DE LÍNEA EN LAZO CERRADO

Tensión $V_o$ (V) ( $V_i=22$ V)	Tensión $V_o$ (V) ( $V_i=18$ V)	CRL (%)
93	93	0,00

TABLA 6.8. COEFICIENTE DE REGULACIÓN DE CARGA EN LAZO CERRADO

Tensión $V_o$ (V) ( $R=124 \Omega$ )	Tensión $V_o$ (V) ( $R=62 \Omega$ )	CRC (%)
93	93	0,00

#### 6.4. Conclusiones

La principal aportación de este capítulo es la validación experimental de los inversores bidireccionales con aislamiento en alta frecuencia de dos niveles y multinivel. Se han verificado experimentalmente los siguientes inversores: inversor de dos niveles utilizando las topologías puente completo/puente completo, inversor de dos niveles utilizando las topologías puente completo/medio puente, inversor de dos niveles utilizando las topologías *push-pull*/puente completo, inversor multinivel basado en las topologías puente completo/medio puente, inversor multinivel *push-pull*/puente completo.

Este capítulo se puede dividir en cuatro partes: resultados de simulación, realización de los inversores, resultados en lazo abierto y resultados en lazo cerrado.

Hay dos aspectos relevantes que se verifican a través de simulación.

- En primer lugar se realizan simulaciones de las estrategias de modulación en vectores de estado para inversores de dos niveles y multinivel. Se grafican los espectros de frecuencia de la tensión a la salida del convertidor ca/ca y se obtiene el cálculo de la distorsión armónica total de dicha tensión. Para realizar la simulación se propone trabajar con un índice de modulación de 0,94 p.u. tanto para la modulación de dos niveles como la multinivel. Se puede observar que la modulación que presenta mayor distorsión armónica es la modulación de dos niveles, como se tenía previsto. La estrategia de modulación unipolar multinivel (EMUM) presenta una ligera reducción de la distorsión armónica de la tensión  $V_{ef}$ , y el rizado de corriente es menor en las zonas de operación II y III. Sin embargo al utilizar índices de modulación elevados, la distorsión armónica de la tensión  $V_{ef}$  no disminuye significativamente. La estrategia de modulación de los dos vectores más cercanos (EM2VMC) presenta una reducción significativa de la distorsión armónica de la tensión  $V_{ef}$ , la reducción de la distorsión es mayor del 50% lo

que nos indica que ésta es la modulación que puede optimizar la reducción de distorsión armónica de la tensión  $V_{ef}$ . Además se puede observar la reducción del rizado de corriente por el filtro en las cuatro zonas de operación. De esta forma se puede comprobar las ventajas, en cuanto a reducción de la distorsión armónica de la tensión  $V_{ef}$  y de la reducción de corriente por la bobina del filtro de salida pasabajos, de utilizar inversores multinivel.

- Otro aspecto que se puede verificar por simulación, es la respuesta del modelo de los inversores para su aplicación en lazo cerrado. A través de la simulación es posible ajustar el controlador LQR que se utilizará para cerrar el lazo de control mediante simulación. Para realizar estas simulaciones es necesario contar con el modelo que se presenta para cada uno de los inversores.

Para la realización de los inversores de potencia se han utilizado módulos funcionales. La gran ventaja de trabajar con módulos funcionales radica en la facilidad del montaje de los inversores y la interconexión de diferentes topologías. Sin embargo es importante señalar que el diseño de módulo funcional utilizado está hecho para trabajar con transistores con encapsulado T0220 o similar y el diseño térmico presupone una misma disipación de potencia para cada transistor. Como se puede deducir del análisis de cada topología de inversor, cada transistor trabaja en condiciones diferentes de tensión y de corriente. Además, transistores de 1200 V, como los necesarios para las topologías de convertidor ca/ca medio puente son difíciles de encontrar con encapsulado TO220. Para este trabajo de tesis, se aprovecha la disponibilidad del diseño de los módulos funcionales y se fabrican prototipos que se verificarán de forma experimental bajo las mismas condiciones de prueba para corroborar la teoría presentada.

Es importante destacar la versatilidad que se tiene al utilizar el sistema *dSPACE* la realización de las estrategias de modulación y la tarjeta de PLD para implementar las estrategias de conmutación de los inversores.

En el tercer apartado referente a las pruebas en lazo abierto de los inversores, se pueden resaltar diferentes aspectos de relevancia.

- Las pruebas experimentales de rendimiento se realizan en condiciones similares para todos los inversores. Se establece un voltaje de entrada máximo (24 V) que permita trabajar en límites seguros a los transistores de los convertidores ca/ca medio puente (transistores de 600 V). Se establece un índice de modulación máximo de operación para todos los inversores (0.95 p.u.). Una vez realizadas algunas pruebas en lazo abierto, se establece la tensión de salida en 100 V<sub>rms</sub>.
- Las formas de onda obtenidas de los inversores de dos niveles y multinivel, verifican la aplicabilidad de las estrategias de modulación y las estrategias de

conmutación para aplicaciones con cargas del tipo: resistiva, resistiva-inductiva y no lineal. Especialmente importantes son los resultados con carga inductiva, donde se demuestra la capacidad de los inversores de intercambiar potencia reactiva entre la fuente de corriente continua y la carga de corriente alterna.

- Los datos de distorsión armónica destacan la reducción drástica de la distorsión armónica total de la tensión de salida  $V_{ef}$  de los inversores multinivel utilizando la estrategia de modulación de los dos vectores más cercanos. La reducción comparada con los inversores de dos niveles es cercana al 50% (ver tabla 6.2). Cabe destacar que la modulación unipolar multinivel obtiene datos de distorsión armónica total altos debido a la utilización de un índice de modulación grande. Asimismo, se puede observar el efecto de la carga resistiva-inductiva en la disminución de la distorsión armónica de todos los inversores y el efecto de la carga no lineal en el aumento de la distorsión armónica de la tensión  $V_{ef}$  en los inversores en los que se presentan datos.
- También se puede visualizar en las formas de onda de corriente la reducción del rizado de corriente por el inductor del filtro de salida pasabajos al utilizar inversores multinivel, especialmente en la estrategia de modulación de los dos vectores más cercanos.
- Se presentan resultados de rendimiento de los inversores de dos niveles y multinivel. Los datos de rendimiento indican que existen diferentes aspectos dependiendo de la topología de inversor que se utilice. Los datos de rendimiento más alto son los relacionados con el inversor multinivel basado en las topologías *push-pull*/puente completo utilizando la estrategia de modulación de los dos vectores más cercanos (ver tabla 6.3). La utilización del convertidor *cc/ca push/pull* permite tener menor cantidad de pérdidas por conducción, esto es significativo debido a que al ser la tensión de entrada baja, la corriente de entrada es elevada. Asimismo se refleja en el rendimiento la disminución del rizado de corriente debido a la estrategia de modulación multinivel que afecta directamente a las pérdidas por conmutación en el convertidor *cc/ca*. En el rendimiento global no parece influir demasiado el mayor número de conmutaciones del convertidor *ca/ca* puente completo multinivel.

Finalmente, se presentan resultados de respuesta dinámica que verifican la efectividad del control propuesto. El controlador se muestra aplicable y eficaz en la regulación de la tensión de salida ante cambios de carga, de tensión de entrada y de consigna.