



Electrónica de Potencia

UNIDAD N° 0. INTRODUCCIÓN A LA ASIGNATURA
UNIDAD N° 1. REPASO DE CONCEPTOS Y DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA
UNIDAD N° 2. AMPLIFICADORES DE POTENCIA
UNIDAD N° 3. DISPOSITIVOS DE CUATRO CAPAS
➔ **UNIDAD N° 4. CONVERTIDORES**

Tema 7.- Convertidores ac/dc: rectificación

Tema 8.- Filtrado y fuentes reguladas

Tema 9.- Convertidores dc/dc

Tema 10.- Introducción a las configuraciones básicas de las fuentes de alimentación conmutadas

Tema 11.- Convertidores dc/ac: inversores

Introducción. Configuración del circuito de potencia: Transformador con toma media, batería de toma media. Puente monofásico. Análisis mediante series de Fourier. Puente trifásico. Regulación de la tensión de salida: Modulación PWM. Conmutación bipolar, conmutación unipolar. Aplicación control electrónico de motores

Prof. J.D. Aguilar Peña
Departamento de Electrónica. Universidad Jaén

jaguilar@ujaen.es

<http://voltio.ujaen.es/jaguilar>



| | | |
|--------|--|----|
| 11.1 | Introducción | 1 |
| 11.1.1 | Principio de funcionamiento | 1 |
| 11.2 | Configuración del circuito de potencia | 2 |
| 11.2.1 | Transformador con toma media | 2 |
| 11.2.2 | Batería con toma media (inversor en medio puente) | 3 |
| 11.2.3 | Puente monofásico | 10 |
| 11.2.4 | Puente trifásico | 19 |
| 11.3 | Modulaciones básicas | 27 |
| 11.3.1 | Definiciones y consideraciones relativas a la modulación PWM | 39 |
| 11.3.2 | Armónicos generados | 41 |
| 11.4 | Filtrado | 50 |
| 11.4.1 | Filtrado de la tensión de salida | 50 |
| 11.4.2 | Diseño de un filtro de tensión | 52 |
| 11.5 | Inversor como fuente de intensidad | 61 |
| 11.6 | Aplicaciones | 62 |
| 11.6.1 | Sistemas de conversión de energía fotovoltaica | 63 |



11.1 Introducción

Los inversores estáticos son circuitos que generan una tensión o intensidad alterna a partir de una fuente de continua.

La aparición de los transistores de potencia y los tiristores ha facilitado enormemente la solución de esta función, promoviendo la proliferación de diversos circuitos con muy buenas características que hubieran sido de difícil realización mediante las técnicas clásicas.

Los inversores u onduladores se pueden estudiar como rectificadores controlados funcionando en sentido inversor. Sin embargo, estos dispositivos tienen la característica, que en muchas ocasiones es un gran inconveniente, de que para transformar la energía de corriente continua en alterna deben conectarse a una fuente alterna del exterior que impone la frecuencia de funcionamiento, con lo cual se les llama inversores controlados o guiados (inversores no autónomos).

En la mayoría de las ocasiones se precisan inversores que funcionen autónomamente, es decir, que no estén conectados a ninguna fuente de corriente alterna exterior y que la frecuencia sea función de las características propias del sistema. Éstos son conocidos como inversores u onduladores autónomos. Su representación simbólica se aprecia en la figura 11.1.



Fig. 11.1
Símbolo del inversor autónomo.

En muchas ocasiones estos dispositivos se utilizan para aplicaciones que exigen una componente de armónicos muy pequeña, una estabilidad de tensión y frecuencia de salida muy grande. La disminución de armónicos se logra con procedimientos adecuados de disparo, control y con la colocación de filtros especiales a la salida del inversor. En cuanto a la estabilidad, regulación y control de la tensión y de la frecuencia se logra mediante el funcionamiento en bucle cerrado.

Los inversores tienen múltiples aplicaciones, entre las cuales podemos destacar los *Sistemas de Alimentación Ininterrumpida (S.A.I.)*, que se emplean para la alimentación de ordenadores u otros equipos electrónicos que a la vez que una gran seguridad de funcionamiento deben tener una gran estabilidad de tensión y frecuencia. El control de motores de C.A., instalaciones de energía solar fotovoltaica, etc.

11.1.1 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO.

Para conseguir una corriente alterna partiendo de una corriente continua necesitamos un conjunto de interruptores que puedan ser conectados y desconectados a una determinada carga de manera que la salida sea positiva y negativa alternativamente.

Cada uno de estos interruptores debe de estar constituido por un par de tiristores o transistores para que la corriente pueda circular en los dos sentidos, aunque en la práctica cada interruptor estará compuesto por un tiristor o transistor y un diodo.

Los circuitos más básicos que se pueden dar de inversores se muestran en las figuras 11.2 y 11.3.

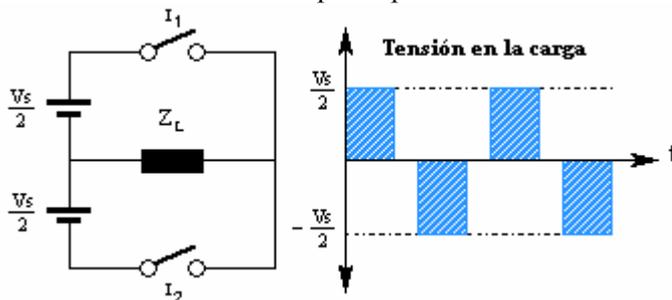


Fig. 11.2
Circuito básico con batería con toma intermedia.

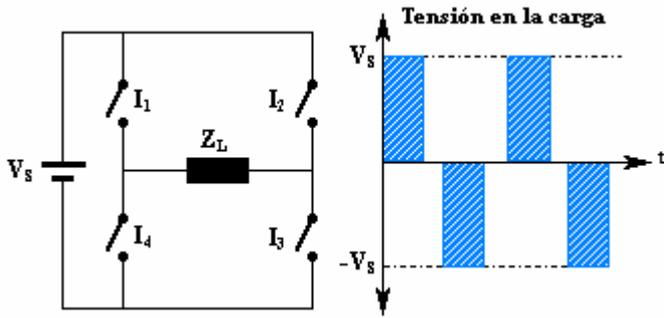


Fig. 11.3
Circuito básico sin batería de toma intermedia.
Configuración en puente.

El circuito de la figura 11.2, tiene el inconveniente de necesitar una fuente con toma intermedia, mientras que en el circuito de la figura 11.3 este problema se ha solventado utilizando cuatro interruptores los cuales se cierran dos a dos; durante el primer semiperíodo se cierran I_1 e I_3 , y durante el segundo lo hacen I_2 e I_4 . Además con el circuito de la figura 11.3, a igualdad de valor de la batería, tenemos una tensión de salida igual al doble que la del circuito de la figura 11.2.

11.2 Configuración del circuito de potencia

Suelen distinguirse tres configuraciones: con transformador de toma media, con batería de toma media y configuración en puente. Cada una de ellas tiene sus ventajas e inconvenientes, como se expondrán más adelante, independientemente de los semiconductores empleados en su realización y de su circuitería auxiliar de excitación y bloqueo.

11.2.1 TRANSFORMADOR CON TOMA MEDIA.

En la figura 11.4 se describe este circuito y las formas de onda de las variables más interesantes.

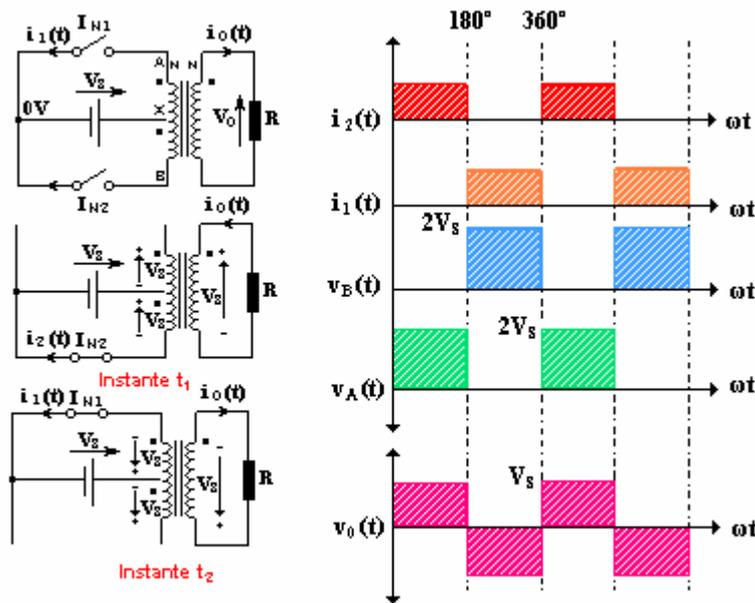


Fig. 11.4
Inversor con transformador de toma media.

La fuente de C.C. está representada por una batería de tensión V_s . El polo positivo está permanentemente conectado a la toma media de un transformador que se considera ideal (intensidad magnetizante nula, resistencia de los devanados nula, inductancia de dispersión nula). El polo negativo de la batería, que se toma como referencia de tensiones para el circuito asociado al primario, se conecta alternativamente a los extremos A y B del primario mediante los interruptores I_{N1} e I_{N2} , cuya secuencia de funcionamiento queda representada en la figura 11.4.

En los semiperíodos en que I_{N1} está abierto e I_{N2} cerrado, como sucede en el instante t_1 , se imprime a los terminales X-B del transformador una tensión V_S con la polaridad indicada en la segunda figura. Suponiendo que los devanados AX, XB y el secundario tienen el mismo número de espiras N , se tendrá que la tensión de salida es:

$$v_o(t) = V_S$$

atendiendo a los terminales correspondientes durante el semiperíodo y que es independiente de la intensidad que circula por la carga. Se ha supuesto, para simplificar al máximo en este primer esquema, que la carga es una resistencia pura de valor R . La intensidad de salida durante este semiperíodo es, por lo tanto:

$$i_o(t) = \frac{v_o(t)}{R} = \frac{V_S}{R} = I_O$$

La tensión del punto A respecto del X es igual a V_S y, según los terminales correspondientes, positiva. Por lo tanto I_{N1} queda sometido a una tensión $2V_S$ cuando está abierto.

Durante los semiperíodos en que I_{N1} está cerrado e I_{N2} abierto, como sucede en el instante t_2 (véase el tercer esquema), la tensión de la batería está aplicada a los terminales AX del primario y la tensión de salida es:

$$v_o(t) = -V_S$$

como puede deducirse de la inspección de los terminales correspondientes, la intensidad de salida resulta:

$$i_o(t) = -\frac{V_S}{R} = -I_O$$

El interruptor I_{N2} también queda sometido a una tensión $2V_S$ cuando está abierto. Los circuitos reales con transistores o tiristores someten por tanto estos dispositivos a picos de tensión todavía mayores a $2V_S$ debido a las inevitables oscilaciones que tienen lugar en las conmutaciones. Por dicha razón esta configuración no es adecuada para trabajar con tensiones de alimentación altas. El transformador de toma media tiene un grado de utilización bajo en el primario y empeora bastante el rendimiento en los circuitos prácticos, por lo que no es aconsejable emplear esta configuración para potencias superiores a 10 KVA.

La tensión resultante en la salida es una onda cuadrada de amplitud V_S independiente de la intensidad para cualquier tipo de carga, cuya frecuencia está determinada por la velocidad de cierre y apertura de los interruptores, y en los circuitos prácticos por la frecuencia de los impulsos de excitación de los semiconductores.

La intensidad de batería en este circuito es perfectamente continua e igual a V_S/R .

1.2.2 BATERIA CON TOMA MEDIA (INVERSOR EN MEDIO PUENTE)

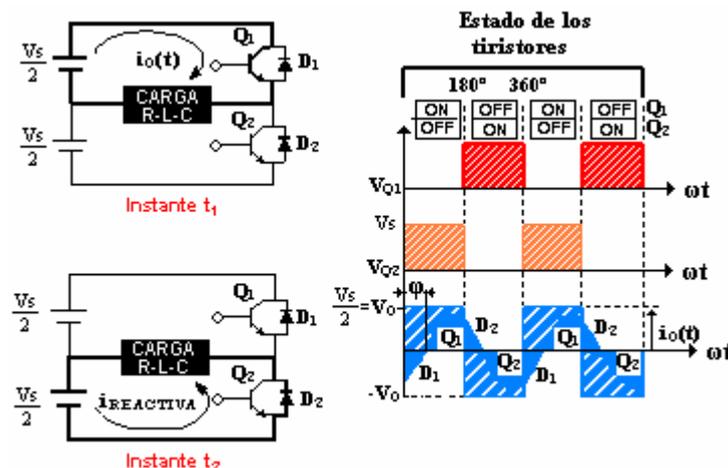


Fig. 11.5
Circuito inversor con batería de toma media.

Durante los semiperíodos en que Q_1 está excitado y saturado, la tensión en el extremo derecho de la carga es $+V_S/2$ respecto de la toma media de la batería, salvo caídas de tensión despreciables en el semiconductor. Durante los semiperíodos en que se excita Q_2 , la tensión en dicho extremo de la carga es $-V_S/2$. La tensión resultante en la carga es una onda cuadrada de amplitud $V_S/2$.

Para realizar las ondas de intensidad de salida $i_o(t)$ se ha supuesto por simplicidad que la carga consiste en un circuito RLC que tiene una impedancia a los armónicos de la tensión de salida de forma que absorbe una intensidad $i_o(t)$ senoidal pura. El ángulo de retardo φ de dicha intensidad respecto a la componente fundamental de $v_o(t)$ se ha supuesto de 60° .

Observando la evolución relativa de $v_o(t)$ e $i_o(t)$ se confirma la necesidad de disponer diodos en antiparalelo con los transistores que permitan la circulación de la intensidad reactiva.



ANIMACIÓN [11_1]



ANIMACIÓN [11_2]

El ángulo o período de conducción de los diodos coincide con el argumento φ de la impedancia de carga, siendo nulo para una carga con $\cos \varphi = 1$, en cuyo caso podrían eliminarse los diodos. El mayor período de conducción para los diodos y menor para los transistores se da con carga reactiva pura, tanto capacitiva como inductiva $\cos \varphi = 0$, ambos períodos son de 90° .

El valor medio de la intensidad conducida por cada transistor es:

$$I_{Q(AV)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\varphi} I_p \sin(\omega t) dt = \frac{I_p}{2\pi} [1 - \cos(\pi - \varphi)] \quad \text{E 11.1}$$

y la de cada diodo:

$$I_{D(AV)} = \frac{I_p}{2\pi} (1 - \cos \varphi) = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi-\varphi}^{\pi} I_p \sin(\omega t) dt \quad \text{E 11.2}$$

siendo I_p el valor de pico de la intensidad de salida.

La corriente media entregada al circuito por cada mitad de batería es igual a la que circula por los transistores menos la que circula por los diodos, es decir:

$$I_{S(AV)} = \frac{I_p}{2\pi} [\cos \varphi - \cos(\pi - \varphi)] \quad \text{E 11.3}$$

La tensión eficaz de salida viene dada por la siguiente expresión:

$$V_{o(RMS)} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{V_S^2}{4} dt} = \frac{V_S}{2} \quad \text{E 11.4}$$

La tensión instantánea de salida expresada en series de Fourier será:

$$v_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V_S}{n\pi} \text{sen}(n\omega t) \quad \text{para } n = 1, 3, 5, \dots \quad \text{E 11.5}$$

cuando la frecuencia de la tensión de salida en rad/seg., es $\omega = 2\pi f$. Para $n = 1$ tendremos un valor eficaz de la componente fundamental de:

$$V_{o1(RMS)} = \frac{2V_S}{n\sqrt{2}} = 0.45 V_S \quad \text{E 11.6}$$

Para una carga RLC la corriente instantánea de salida viene dada por:

$$i_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi \sqrt{R^2 + \left(n\omega L - \frac{1}{n\omega C}\right)^2}} \text{sen}(n\omega t - \varphi_n)$$

$$\varphi_n = \text{arctg} \frac{\left(n\omega L - \frac{1}{n\omega C}\right)}{R}$$

E 11.7

donde $n = 1, 3, 5, \dots$

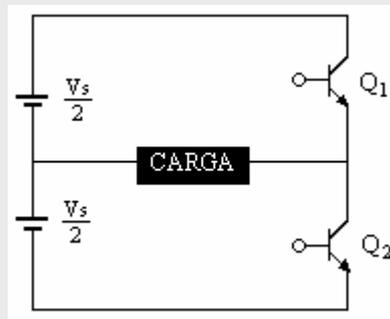
Si $I_{o1(RMS)}$ es la intensidad eficaz del fundamental en la carga, la potencia a la salida:

$$P_{o1(RMS)} = V_{o1(RMS)} \times I_{o1(RMS)} \times \cos \varphi_1 = I_{o1(RMS)}^2 \times R$$

PROBLEMA 11.1

Dado el circuito inversor con batería de toma media de la figura, donde $V_s = 48 \text{ V}$ y la carga es resistiva y de valor $R = 2.4 \Omega$. Calcular:

- La tensión eficaz de salida a la frecuencia del fundamental $V_{o1(RMS)}$.
- Potencia eficaz de salida $P_{o(RMS)}$.
- La corriente media y de pico de cada transistor.
- La tensión inversa de pico $V_{Q(BR)}$ de bloqueo cada transistor.
- La distorsión armónica total THD.
- El factor de distorsión DF.
- El factor armónico y el factor de distorsión del armónico de menor orden.
- Simular este circuito con Pspice y obtener: Tensión e intensidad en la carga. Intensidades instantánea y media en los transistores. Análisis espectral de Fourier. Listado de componentes de Fourier para la tensión de salida (visualizar el fichero .OUT). Comparar los resultados con los obtenidos teóricamente.



Solución:

a) Según la ecuación [E 11.6], la tensión eficaz de salida a la frecuencia del fundamental es:

$$V_{o1(RMS)} = 0.45 \times 48 = 21.6 \text{ V}$$

b) La potencia de salida se calcula como sigue:

$$V_{o(RMS)} = \frac{V_s}{2} = \frac{48}{2} = 24 \text{ V} \quad P_{o(RMS)} = \frac{V_{o(RMS)}^2}{R} = \frac{24^2}{2.4} = 240 \text{ W}$$

c) La corriente de pico de cada transistor es:

...

...

$$I_{pQ} = \frac{V_S}{R} = \frac{24}{2.4} = 10 \text{ A}$$

Cada transistor conduce durante el 50 % de cada ciclo, por tanto, la corriente media que circula por cada transistor es:

$$I_{Q(AV)} = 0.5 \times 10 = 5 \text{ A}$$

- d) La tensión inversa de pico de bloqueo de cada transistor es:

$$V_{Q(BR)} = 2 \times 24 = 48 \text{ V}$$

- e) La distorsión total es:

$$\begin{aligned} THD &= \frac{1}{V_{o1}} \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} V_{on}^2} = \frac{1}{V_{o1(RMS)}} \sqrt{V_{o(RMS)}^2 - V_{o1(RMS)}^2} = \\ &= \frac{1}{21.6} \sqrt{(24^2 - 21.6^2)} = 0.4834 = 48.34\% \end{aligned}$$

como $V_{o(RMS)} = 24 \text{ V}$ y $V_{o1(RMS)} = 21.6 \text{ V}$, los demás armónicos aportan:

$$24 - 21.6 = 2.4 \text{ V}$$

- f) La tensión eficaz de todos los armónicos exceptuando la del fundamental viene representado por V_H y es:

$$V_H = \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} \frac{V_{on}^2}{n^2}} = \sqrt{\left(\frac{V_{o3}}{3^2}\right)^2 + \left(\frac{V_{o5}}{5^2}\right)^2 + \left(\frac{V_{o7}}{7^2}\right)^2 + \dots}$$

Como:

$$V_{on} = \frac{V_{o1}}{n} \quad V_{o1} = 0.45 \times V_S \quad \Rightarrow \quad V_{on} = \frac{0.45 \times V_S}{n}$$

La tensión eficaz de todos los armónicos quedará, sustituyendo la igualdad anterior en la expresión de V_H , como:

$$V_H = V_S \sqrt{\left(\frac{0.45}{3^3}\right)^2 + \left(\frac{0.45}{5^3}\right)^2 + \left(\frac{0.45}{7^3}\right)^2 + \left(\frac{0.45}{9^3}\right)^2 + \left(\frac{0.45}{11^3}\right)^2 \dots} \approx 0.01712 V_S$$

El factor de distorsión, será:

$$DF = \frac{V_H}{V_{o1}} = 0.01712 \frac{V_S}{V_{o1}} = 3.804 \%$$

- g) El armónico de orden más bajo es el tercero (armónico que produce mayor distorsión después del fundamental):

$$V_{o3} = \frac{V_{o1}}{3} \quad \Rightarrow \quad V_{o3(RMS)} = \frac{21.6}{3} = 7.2 \text{ V}$$

Factor armónico (distorsión normalizada del tercer armónico):

...

...

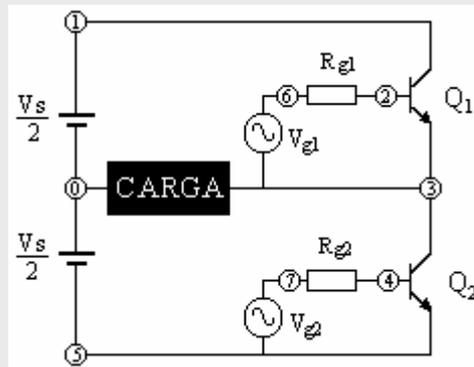
$$HF_3 = \frac{V_{o3}}{V_{o1}} = \frac{\left(\frac{V_{o1}}{3}\right)}{V_{o1}} = \frac{1}{3} = 33.33\%$$

Factor de distorsión del tercer armónico:

$$DF_3 = \frac{\left(\frac{V_{o3}}{3^2}\right)}{V_{o1}} = \frac{\left(\frac{V_{o1}}{3^3}\right)}{V_{o1}} = \frac{1}{27} = 3.704\%$$

- h) Para simular el circuito hay que excitar los transistores con fuentes de tensión alternas y desfasadas entre sí 180°. Estas fuentes excitan a los transistores a través de una resistencia de base R_g tal como se muestra en la figura.

Las demás consideraciones para el análisis se pueden observar en el listado de la simulación que proporcionamos más abajo.



Los valores tomados de la simulación son:

$$\begin{aligned} R &= 2.4 \Omega \\ V_{g1} &= V_{g2} = 5 \text{ V} \\ R_{g1} &= R_{g2} = 100 \Omega \\ V_S &= 48 \text{ V} \\ f &= 50 \text{ Hz} \end{aligned}$$

Descripción del circuito:

```

Problema11_1: CIRCUITO INVERSOR CON BATERIA DE TOMA MEDIA
* Resistencias:
RG1  6 2 100 ; Resistencia de base del transistor Q1
RG2  4 7 100 ; Resistencia de base del transistor Q2
* Fuentes excitadoras de los transistores:
VG1  6 3 PULSE(5 0 0 0 0 10M 20M)
VG2  7 5 PULSE(5 0 10M 0 0 10M 20M)
* Fuente c.c. de toma media:
V1S/2  1 0 24
V2S/2  0 5 24
* Carga:
R  3 0 2.4
* Transistores y definicion del modelo QMOD mediante una linea .MODEL:
Q1  1 2 3 QMOD
Q2  3 4 5 QMOD
.MODEL QMOD NPN (IS=6.374F BF=416.4 CJC=3.6P CJE=4.4P)
* Parametros para el analisis con PsPice:
.OP
.PROBE
.four 50  V(3,0) ; *ipsp*
.tran 1.000u .3 0 0 ; *ipsp*
.END
    
```



...

El listado de las componentes de Fourier se encuentra al final del archivo Problema11_1.OUT que crea el programa durante la simulación. Para este ejemplo tenemos:

La comparación entre los datos teóricos y los que nos ofrece Pspice se muestra en la siguiente tabla:

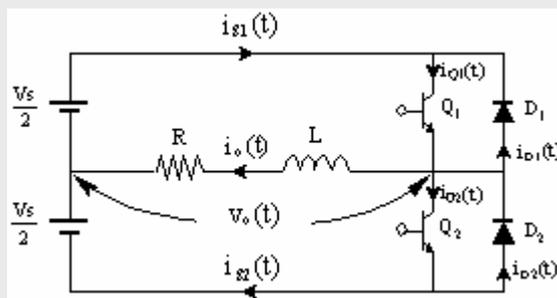
| TEÓRICO | | PSPICE |
|----------|--------------------------------|---------------------------------|
| Apartado | Dato | Dato |
| a) | $V_{o1(RMS)} = 21.6 \text{ V}$ | $V_{o1(RMS)} = 21.46 \text{ V}$ |
| b) | $V_{o(RMS)} = 24 \text{ V}$ | $V_{o(RMS)} = 23.835 \text{ V}$ |
| c) | $I_{pQ} = 10 \text{ A}$ | $I_{pQ} = 9.928 \text{ A}$ |
| c) | $I_{Q(AV)} = 5 \text{ A}$ | $I_{Q(AV)} = 4.8828 \text{ A}$ |
| e) | THD = 48.34% | THD = 42.8% |
| f) | HF ₃ = 33.33% | HF ₃ = 33.33% |
| g) | $V_{o3(RMS)} = 7.2 \text{ V}$ | $V_{o3(RMS)} = 7.156 \text{ V}$ |

La variación existente entre la distorsión armónica total THD que proporciona Pspice con respecto a la teórica se debe a que el programa sólo tiene en cuenta, como ya hemos mencionado, los nueve primeros armónicos.

PROBLEMA 11.2

Dado el inversor monofásico de batería de toma media de la figura, donde $V_S = 600 \text{ V}$, $R = 10 \text{ } \Omega$, $L = 0.05 \text{ H}$ y la frecuencia $f = 50 \text{ Hz}$. Calcular:

- Intensidad máxima I_o en la carga.
- Tiempo de paso por cero de la intensidad en la carga después de un semiciclo.
- Intensidad media $I_{Q(AV)}$ por los transistores.
- Intensidad media $I_{D(AV)}$ por los diodos.



Solución:

- Para el primer intervalo, en el que conduce Q_1 , la ecuación de su malla será:

$$\frac{V_S}{2} = v_o(t) = R \times i_o(t) + L \frac{di_o(t)}{dt}$$

y para el segundo intervalo tendremos:

$$-\frac{V_S}{2} = v_o(t) = R \times i_o(t) + L \frac{di_o(t)}{dt}$$

...

...

Estas dos ecuaciones son iguales salvo en el signo, por tanto, su solución es:

$$i_o(t) = \left[\frac{V_S}{2R} \right] \times \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) - I_o e^{-\frac{t}{\tau}}$$

donde:

$$I_o = \left(\frac{V_S}{2R} \right) \times \left(\frac{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} \right) \quad \tau = \frac{L}{R} = \frac{0.05}{10} = 0.005 \text{ seg.}$$

Como $f = 50$ Hz, tendremos un período $T = 0.02$ seg., por tanto, la intensidad máxima en la carga es:

$$I_o = \left(\frac{600}{2 \times 10} \right) \times \left(\frac{1 - e^{-\frac{0.02}{2 \times 0.005}}}{1 + e^{-\frac{0.02}{2 \times 0.005}}} \right) = 22.85 \text{ A}$$

- b) El tiempo t_1 de paso por cero de la intensidad $i_o(t)$ lo obtenemos igualando a cero la ecuación que rige a esta intensidad y sustituyendo en ella la ecuación de I_o . Haciendo esto obtendremos como solución:

$$t_1 = T \times \ln \left(\frac{2}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} \right) = 0.005 \times \ln \left(\frac{2}{1 + e^{-\frac{0.02}{2 \times 0.005}}} \right) = 2.83 \text{ mseg.}$$

- c) Como la carga no es resistiva, el desfase entre tensión e intensidad viene dado por:

$$\varphi = \arctg \left(\frac{\omega L}{R} \right) = \arctg \left(\frac{2\pi \times 50 \times 0.05}{10} \right) = 57.51^\circ$$

El valor de la intensidad media por los transistores lo vimos en la teoría y viene dada por la ecuación:

$$I_{Q(AV)} = \frac{I_o}{2\pi} [1 - \cos(\pi - \varphi)] = \frac{22.85}{2\pi} [1 - \cos(180^\circ - 57.51^\circ)] = 5.6 \text{ A}$$

- d) El cálculo para la intensidad media de los diodos se realiza de igual forma:

$$I_{D(AV)} = \frac{I_o}{2\pi} (1 - \cos \varphi) = \frac{22.85}{2\pi} (1 - \cos 57.51^\circ) = 1.68 \text{ A}$$

11.2.3 PUENTE MONOFASICO.

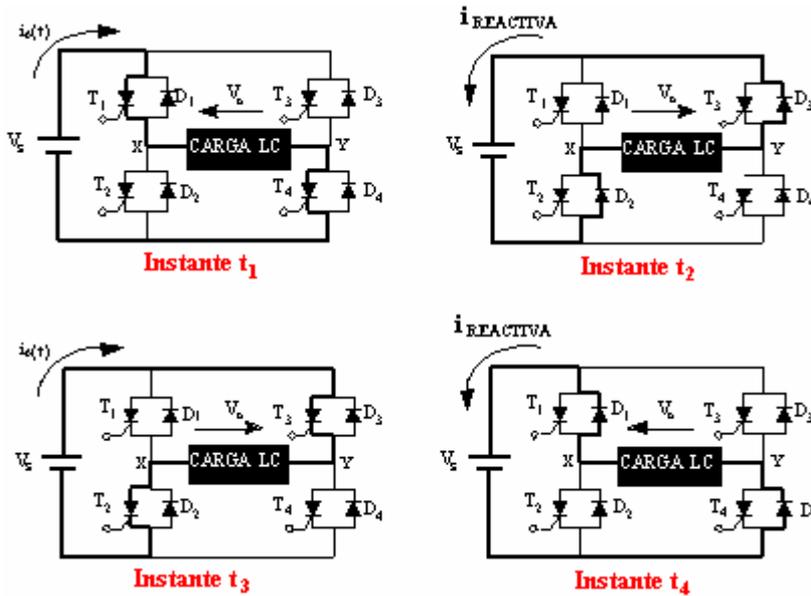


Fig. 11.6 Inversor monofásico.

Consta de dos ramas semiconductoras conectadas como se especifica en las figuras 11.6 y 11.7; en estas figuras se han materializado los circuitos mediante tiristores, a los cuales se han conectado diodos en antiparalelo para conducir la intensidad reactiva.

Manteniendo excitados T_1 y T_4 (instante t_1), el extremo X de la carga queda conectado al polo positivo de la batería y el extremo Y al polo negativo, quedando la carga sometida a la tensión V_S de la batería. Bloqueando T_1 y T_4 y excitando T_2 y T_3 (instante t_3), la tensión en la carga se invierte. Haciendo esto de forma alternativa, la carga queda sometida a una tensión alterna cuadrada de amplitud igual a la tensión de la batería V_S , lo cual supone una ventaja con respecto al inversor con batería de toma media. En contrapartida, aquí se necesitan el doble semiconductor que en dicha configuración.

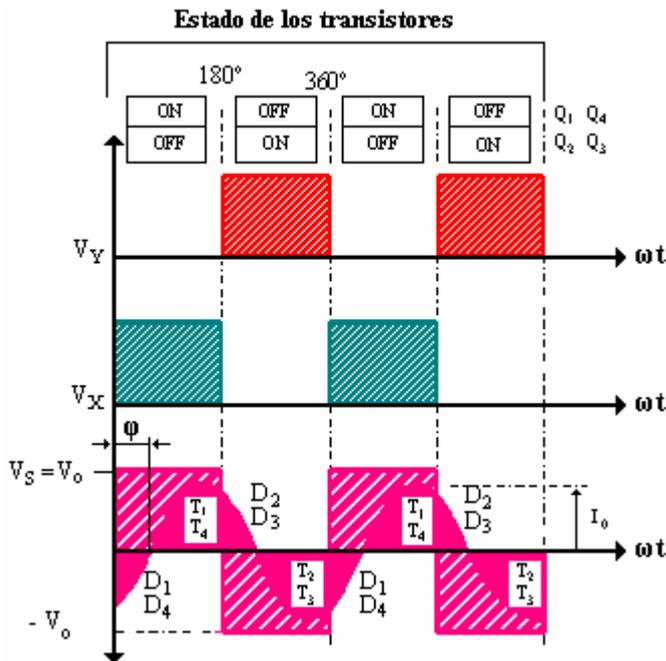


Fig. 11.7 Formas de onda en la carga.

En la figura 11.7 se muestran los periodos de conducción, la forma de onda en la carga y los elementos que atraviesa la corriente en cada intervalo de tiempo. Para el instante t_2 la carga tendrá una tensión positiva en el extremo "Y" y negativa en el "X", por tanto, ésta se descargará a través de

los diodos D_2 y D_3 cediendo potencia a la batería; en el instante t_4 la tensión en la carga es la contraria que en el instante t_2 y por tanto conducen los diodos D_1 y D_4 . En ambos intervalos de tiempo se libera la energía reactiva acumulada en la carga durante los instantes t_1 y t_3 respectivamente.



ANIMACIÓN [11_3]

La forma de onda en la carga se ha representado suponiendo una impedancia infinita para los armónicos de la tensión de salida, y por tanto tenemos una tensión senoidal pura. El ángulo de retardo ϕ de la intensidad de carga con respecto a la onda fundamental de la tensión de salida se ha tomado aproximadamente de 60° .

Las ecuaciones [E 11.1] y [E 11.2] del apartado anterior siguen siendo válidas para este caso, pero la intensidad media suministrada por la batería es el doble de la expresada en [E 11.31].

Por otra parte la tensión eficaz de salida viene dada por:

$$V_{o(RMS)} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_S^2 dt} = V_S \quad \text{E 11.8}$$

La tensión instantánea de salida en serie de Fourier difiere de la que teníamos para un circuito inversor con batería de toma media en que ahora tenemos el doble de tensión en la salida y por tanto:

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_S}{n\pi} \text{sen}(n\omega t) \quad \text{para } n = 1,3,5,\dots \quad \text{E 11.9}$$

para $n = 1$ tenemos el valor de la tensión eficaz de la componente fundamental:

$$V_{o1(RMS)} = \frac{4V_S}{\pi\sqrt{2}} = 0.90 V_S \quad \text{E 11.10}$$

La intensidad instantánea de salida para una carga RLC será:

$$i_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V_S}{n\pi \sqrt{R^2 + \left(n\omega L - \left(\frac{1}{n\omega C}\right)\right)^2}} \text{sen}(n\omega t - \phi_n) \quad \text{E 11.11}$$

$$\phi_n = \text{arctg} \frac{n\omega L - \frac{1}{n\omega C}}{R}$$

PROBLEMA 11.3

En el circuito de la figura la batería $V_S = 48 \text{ V}$ y la carga $R = 2.4 \Omega$, calcular:

- a) Tensión eficaz del fundamental.
- b) Potencia media en la carga.
- c) Intensidad de pico y media de cada transistor.
- d) Tensión inversa de pico $V_{Q(BR)}$ de bloqueo de los transistores.
- e) Distorsión armónica total THD.
- f) Factor de distorsión DF.
- g) Factor armónico y factor de distorsión del armónico de menor orden.
- h) Simular el circuito con Pspice y obtener: Las intensidades media e instantánea en Q_1 . El análisis de Fourier que proporciona el programa. Comparación con los datos teóricos.

...

PSpice Problema11_3.cir

Solución:

a) La tensión eficaz del fundamental viene dada por la ecuación [E 11.10] y es:

$$V_{o1(RMS)} = 0.90 \times 48 = 43.2 \text{ V}$$

b) La potencia media entregada a la carga viene dada por la ecuación genérica:

$$P_{o(AV)} = \frac{V_S^2}{R} = \frac{48^2}{2.4} = 960 \text{ W}$$

c) La intensidad de pico por cada pareja de transistores será:

$$I_{PQ} = \frac{48}{2.4} = 20 \text{ A}$$

Cada rama del inversor conduce durante el 50% de cada ciclo, por tanto, la intensidad media de cada rama es:

$$I_{Q(AV)} = \frac{20}{2} = 10 \text{ A}$$

d) La tensión de pico de bloqueo, será igual a la que tiene la fuente C.C. y es:

$$V_{BR} = 48 \text{ V}$$

e) Para calcular la distorsión armónica total THD de forma exacta necesitamos conocer la tensión aportada por todos los armónicos.

Como $V_{o(RMS)} = 48 \text{ V}$ y $V_{o1(RMS)} = 43.2 \text{ V}$, los demás armónicos aportan:

$$48 - 43.2 = 4.8 \text{ V}$$

$$THD = \frac{1}{V_{o1}} \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} V_{on}^2} = \frac{1}{V_{o1(RMS)}} \sqrt{V_{o(RMS)}^2 - V_{o1(RMS)}^2} =$$

$$= \frac{1}{43.2} \sqrt{48^2 - 43.2^2} = 48.43\%$$

f) El factor de distorsión aplicando un filtro de segundo orden será:

$$DF = \frac{1}{V_{o1}} \sqrt{\sum_{n=3,5,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_{on}}{n^2}\right)^2} = \frac{1}{V_{o1}} \sqrt{\left(\frac{V_{o3}}{3^2}\right)^2 + \left(\frac{V_{o5}}{5^2}\right)^2 + \dots} = \frac{0.3424 V_S}{0.9 V_S} = 3.804\%$$

...

g) El armónico de orden más bajo es el tercero:

$$V_{o3} = \frac{V_{o1}}{3}$$

$$HF_3 = \frac{V_{o3}}{V_{o1}} = \frac{1}{3} = 33.33\%$$

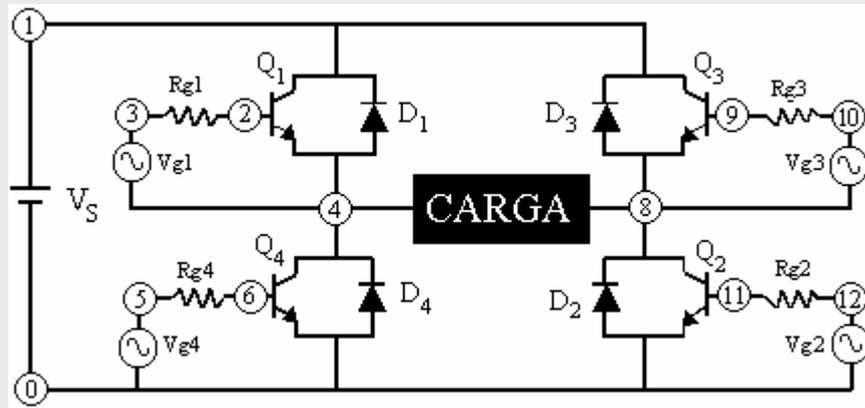
$$DF_3 = \frac{\left(\frac{V_{o3}}{3^2}\right)}{V_{o1}} = \frac{1}{27} = 3.704\%$$

La tensión de pico inversa de bloqueo de cada transistor y la tensión de salida para inversores con batería de toma media e inversores en puente monofásico son las mismas, sin embargo, para el inversor en puente la potencia de salida es cuatro veces mayor y la componente del fundamental es el doble que en el inversor con batería de toma media.

h) Para simular el circuito hemos introducido cuatro fuentes de tensión alterna V_g con sus respectivas resistencias en serie R_g .

Los valores tomados para el circuito de la figura son: $V_g = 5.8 \text{ V}$; $f = 50 \text{ Hz}$ y $R_g = 100 \Omega$.

Los diodos que se introducen en el circuito no son necesarios para este análisis, puesto que la carga es puramente resistiva y no desfasa la tensión e intensidad de salida. Sin embargo, se ha introducido para que el lector pueda experimentar con otras cargas en este tipo de configuración



Como podríamos comprobar en el listado las amplitudes obtenido en el .OUT de los armónicos pares es nula, esto se debe a que la tensión de salida es una onda cuadrada en cuya composición sólo intervienen los armónicos impares.

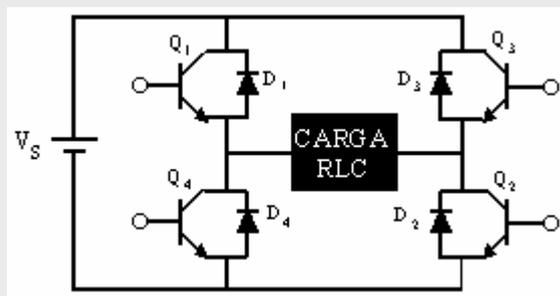
La comprobación entre éstos se encuentra reflejada en la siguiente tabla:

| TEÓRICO | | PSPICE |
|----------|--------------------------------|---------------------------------|
| Apartado | Dato | Dato |
| a) | $V_{o1(RMS)} = 43.2 \text{ V}$ | $V_{o1(RMS)} = 42.76 \text{ V}$ |
| c) | $I_{pQ} = 20 \text{ A}$ | $I_{pQ} = 19.792 \text{ A}$ |
| c) | $I_{Q(AV)} = 10 \text{ A}$ | $I_{Q(AV)} = 10.058 \text{ A}$ |
| e) | $THD = 48.43\%$ | $THD = 42.87\%$ |
| f) | $HF_3 = 33.33\%$ | $HF_3 = 33.33\%$ |

PROBLEMA 11.4

El puente inversor de la figura tiene una carga RLC de valor $R = 10\Omega$, $L = 31.5\text{mH}$ y $C = 112\mu\text{F}$. La frecuencia del inversor es de 60 Hz y la tensión de entrada $V_s = 220\text{ V}$. Calcular:

- La corriente instantánea de salida en series de Fourier.
- El valor eficaz de la intensidad total en la carga y la debida al primer armónico.
- Distorsión total de la corriente de carga.
- Potencia activa en la carga y del fundamental.
- Intensidad media de entrada.
- Intensidad media y de pico de cada transistor.
- Simular con Pspice este circuito y obtener: La tensión e intensidad instantáneas en la carga. Intensidad instantánea de los diodos. Comparación de las intensidades de base de los transistores. Intensidad eficaz en la carga. Intensidades media e instantánea de colector de cada transistor. Análisis espectral de Fourier de la intensidad en la carga y el listado de componentes armónicos de dicha intensidad.



Solución:

- Para calcular la intensidad instantánea en series de Fourier se calcula primero la impedancia de la carga para cada armónico y se divide la tensión instantánea en series de Fourier por dicha impedancia. Para $n = 1$:

$$Z_{o1} = \sqrt{10^2 + \left(2\pi 60 \times 31.5 \times 10^{-3} - \frac{1}{2\pi 60 \times 112 \times 10^{-6}} \right)^2} = 15.4 \Omega$$

$$\varphi_{o1} = \arctg \left(\frac{2\pi 60 \times 31.5 \times 10^{-3} - \frac{1}{2\pi 60 \times 112 \times 10^{-6}}}{10} \right) = -49.7^\circ$$

La tensión instantánea en series de Fourier viene dada por la ecuación [E 11.9] con la que calculamos la amplitud de cada armónico, por tanto, para $n = 1$:

$$V_{o1} = \frac{4 \times 220}{\pi} \text{sen}(2\pi 60 \times t) = 280.1 \times \text{sen}(120 \pi t)$$

$$I_{o1} = \frac{V_{o1}}{Z_{o1}} = \frac{280.1}{15.4} \text{sen}(120\pi t + 49.7) = 18.1 \text{sen}(120 \pi t + 49.7)$$

Dando valores a “n” (3, 5, 7...) se calculan los siguientes armónicos:

$$V_{o3} = 93.4 \text{sen}(3 \times 120\pi t)$$

$$Z_{o3} = 29.43 \Omega$$

$$\varphi_{o3} = 70.17^\circ$$

...

...

$$\begin{aligned}
 I_{o3} &= 3.17 \operatorname{sen}(3 \times 120\pi t - 70.17^\circ) \\
 V_{o5} &= 56 \operatorname{sen}(5 \times 120\pi t) \\
 Z_{o5} &= 55.5 \Omega \\
 \varphi_{o5} &= 79.63^\circ \\
 I_{o5} &= 1 \operatorname{sen}(5 \times 120\pi t - 79.63^\circ)
 \end{aligned}$$

Haciendo el sumatorio obtenemos la intensidad instantánea en series de Fourier:

$$\begin{aligned}
 i_o(t) &= 18.1 \operatorname{sen}(120\pi t + 49.7^\circ) + 3.17 \operatorname{sen}(3 \times 120\pi t - 70.17^\circ) + \\
 &+ 1 \operatorname{sen}(5 \times 120\pi t - 79.63^\circ)
 \end{aligned}$$

b) Como:

$$I_{(RMS)} = \frac{I_p}{\sqrt{2}}$$

para el primer armónico tendremos:

$$I_{o1(RMS)} = \frac{I_{o1}}{\sqrt{2}} = \frac{18.1}{\sqrt{2}} = 12.8 \text{ A}$$

Considerando hasta el quinto armónico, la corriente de pico en la carga será:

$$I_o = \sqrt{18.1^2 + 3.17^2 + 1^2} = 18.4 \text{ A}$$

$$I_{o(RMS)} = \frac{18.4}{\sqrt{2}} = 13.01 \text{ A}$$

c) La distorsión armónica total para la intensidad se calcula de la misma forma que para la tensión, resultando:

$$THD = \frac{1}{I_{o1}} \sqrt{\sum_{n=3,5,\dots}^{\infty} I_{on}^2} = \frac{1}{I_{o1}} \sqrt{(I_o^2 - I_{o1}^2)} = \frac{1}{18.1} \sqrt{18.4^2 - 18.1^2} = 18.28\%$$

d) Las potencias son:

$$P_o = I_{o(RMS)}^2 \times R = 13.01^2 \times 10 = 1692.6 \text{ W}$$

$$P_{o1} = I_{o1(RMS)}^2 \times R = 12.8^2 \times 10 = 1638 \text{ W}$$

e) La intensidad media que suministra la fuente es:

$$I_{(AV)} = \frac{P_o}{V_s} = \frac{1692}{220} = 7.69 \text{ A}$$

f) Según el apartado “b” tendremos una intensidad de pico por los transistores:

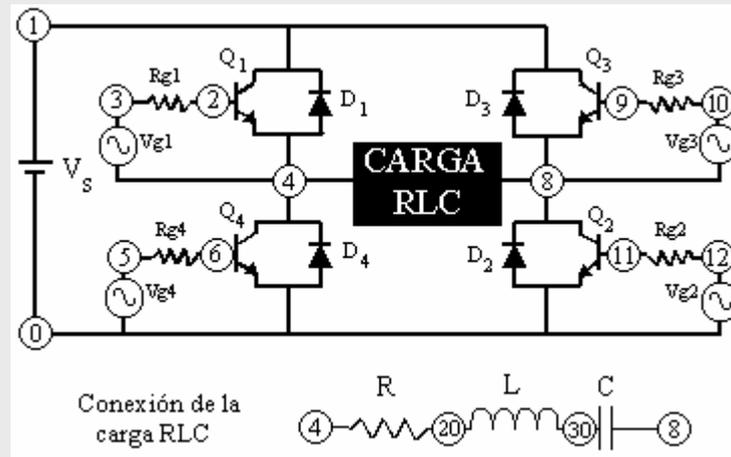
$$I_{pQ} = 18.4 \text{ A}$$

Como cada rama conduce durante el 50% de cada período tenemos:

$$I_{Q(AV)} = \frac{7.69}{2} = 3.845 \text{ A}$$

...

...
El circuito que se simulará con Pspice es el que se muestra en la figura siguiente:



Los valores tomados para la simulación son: $R = 10\Omega$, $L = 31.5 \text{ mH}$, $C = 112 \mu\text{F}$, $f = 60 \text{ Hz}$ y las resistencias de base $R_{g1} = R_{g2} = R_{g3} = R_{g4} = 100\Omega$.

Descripción del circuito:  Problema11_4.cir
Pspice

Para el caso de carga RLC, sabemos que la tensión y la intensidad se desfasan un cierto ángulo que corresponde con el argumento que presenta la carga. En este caso al ser de carácter capacitivo, la intensidad se adelanta en fase respecto de la tensión. Esto es apreciable en la figura 11.8, donde además se puede observar que la intensidad es ahora más senoidal que en los casos anteriores. Esto se debe a la presencia del condensador y de la bobina en la carga. El desfase mencionado anteriormente se encuentra reflejado en la figura 11.9. En ella se puede comprobar el período de conducción del diodo D_3 y las intensidades que recorren a D_1 y D_3 .

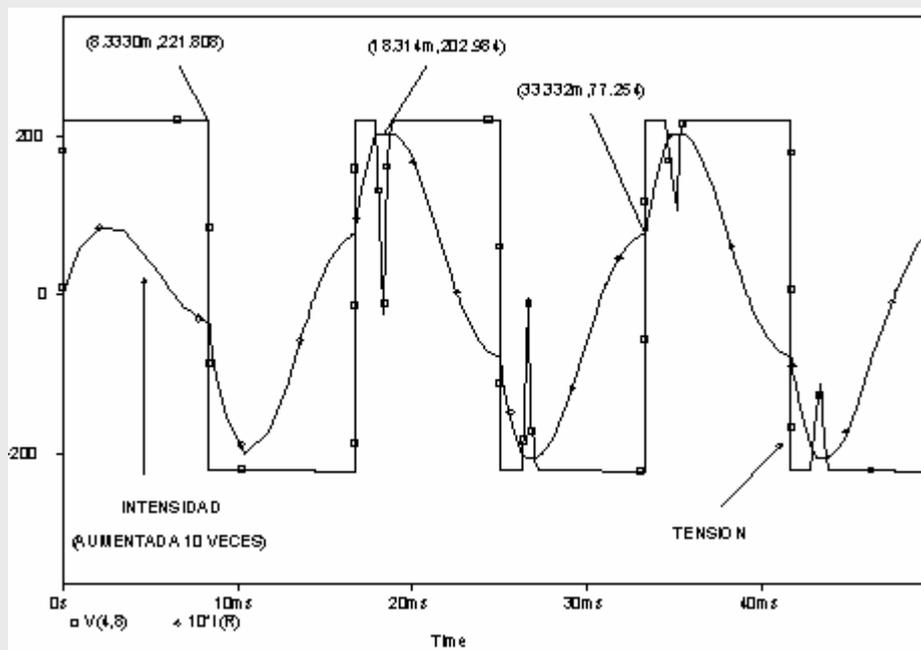


Fig. 11. 8 Tensión e intensidad instantánea en la carga.

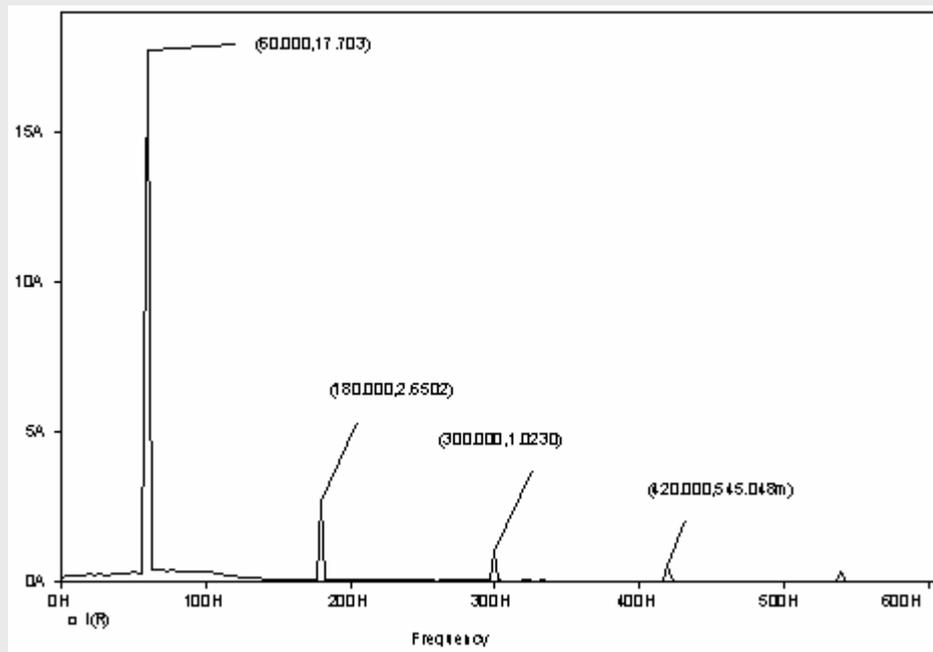


Fig. 11.9 Análisis espectral de Fourier para $i_o(t)$.

El listado de componentes de Fourier para la intensidad en la carga se muestra a continuación:

| FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(R) | | | | | |
|--|----------------|-------------------|----------------------|-------------|------------------------|
| DC COMPONENT = 2.355409E-02 | | | | | |
| HARMONIC NO | FREQUENCY (HZ) | FOURIER COMPONENT | NORMALIZED COMPONENT | PHASE (DEG) | NORMALIZED PHASE (DEG) |
| 1 | 6.000E+01 | 1.802E+01 | 1.000E+00 | 4.742E+01 | 0.000E+00 |
| 2 | 1.200E+02 | 2.422E-02 | 1.344E-03 | -1.542E+02 | -2.016E+02 |
| 3 | 1.800E+02 | 2.726E+00 | 1.513E-01 | -6.635E+01 | -1.138E+02 |
| 4 | 2.400E+02 | 1.123E-02 | 6.229E-04 | 2.600E+01 | -2.142E+01 |
| 5 | 3.000E+02 | 1.040E+00 | 5.768E-02 | -6.873E+01 | -1.162E+02 |
| 6 | 3.600E+02 | 8.265E-03 | 4.585E-04 | 5.438E+01 | 6.962E+00 |
| 7 | 4.200E+02 | 5.559E-01 | 3.084E-02 | -7.311E+01 | -1.205E+02 |
| 8 | 4.800E+02 | 7.409E-03 | 4.110E-04 | 6.358E+01 | 1.616E+01 |
| 9 | 5.400E+02 | 3.385E-01 | 1.878E-02 | -9.073E+01 | -1.381E+02 |
| TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.658677E+01 PERCENT | | | | | |

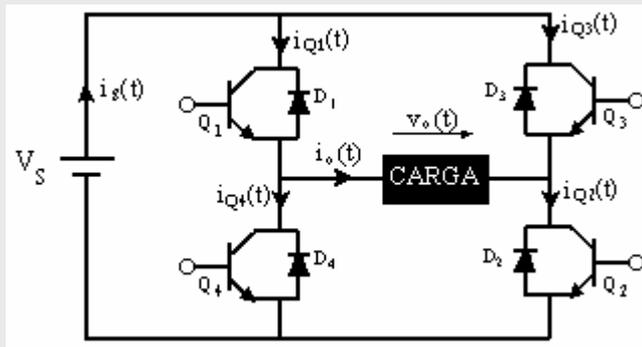
| TEÓRICO | | PSPICE |
|----------|--------------------------------|--------------------------------|
| Apartado | Dato | Dato |
| a) | $V_o = 220 \text{ V}$ | $V_o = 221.808 \text{ V}$ |
| b) | $I_o = 18.4 \text{ A}$ | $I_o = 20.298 \text{ A}$ |
| b) | $I_{o(RMS)} = 13.01 \text{ A}$ | $I_{o(RMS)} = 12.92 \text{ A}$ |
| f) | $I_{Q(AV)} = 3.845 \text{ A}$ | $I_{Q(AV)} = 4.706 \text{ A}$ |
| a) | $I_{o1} = 18.1 \text{ A}$ | $I_{o1} = 18.02 \text{ A}$ |
| a) | $I_{o3} = 3.17 \text{ A}$ | $I_{o3} = 2.726 \text{ A}$ |
| a) | $I_{o5} = 1 \text{ A}$ | $I_{o5} = 1.040 \text{ A}$ |
| c) | THD = 18.28% | THD = 16.58% |

Nótese que a partir del quinto armónico (en el listado) la amplitud que se presenta para cada uno de ellos es tan pequeña que no es significativo introducirla en los cálculos teóricos.

PROBLEMA 11.5

En un inversor monofásico en puente como el de la figura tenemos los siguientes datos: $V_S = 200$ V, $R = 30\Omega$, $L = 0.16$ H y $T = 12.5$ msec. Calcular:

- La intensidad de pico en la conmutación.
- El tiempo de conducción de los diodos.
- El tiempo de conducción de los transistores.
- La intensidad media suministrada por la fuente.
- La potencia media en la carga.



Solución:

- a) La constante de tiempo para este circuito es:

$$\tau = \frac{L}{R} = \frac{0.16}{30} = 5.33 \text{ msec}$$

por tanto, la intensidad de pico es:

$$I_o = \left(\frac{V_S}{R}\right) \times \left(\frac{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}}\right) = \left(\frac{200}{30}\right) \times \left(\frac{1 - e^{-\frac{0.0125}{2 \times 0.00533}}}{1 + e^{-\frac{0.0125}{2 \times 0.00533}}}\right) = 3.51 \text{ A}$$

- b) El tiempo de conducción de cada diodo será:

$$\varphi = \arctg\left(\frac{\omega L}{R}\right) = \arctg\left(\frac{2\pi \times 0.16}{0.0125 \times 30}\right) = 69.54^\circ$$

$$t_{Don} = \frac{69.54^\circ \times 12.5}{360^\circ} = 2.41 \text{ msec.}$$

- c) El tiempo de conducción de cada transistor será:

$$t_{Qon} = 6.25 - 2.41 = 3.84 \text{ msec.}$$

- d) Para las intensidades medias de los diodos y de los transistores los cálculos se efectúan del siguiente modo:

$$I_{D(AV)} = \frac{I_o}{2\pi} (1 - \cos \varphi) = \frac{3.51}{2\pi} (1 - \cos 69.54^\circ) = 0.36 \text{ A}$$

$$I_{Q(AV)} = \frac{I_o}{2\pi} [1 - \cos(\pi - \varphi)] = \frac{3.51}{2\pi} [1 - \cos(180^\circ - 69.54^\circ)] = 0.75 \text{ A}$$

...

...

La intensidad media que suministra la batería será igual a la que soportan los transistores menos la reactiva que devuelven los diodos, para cada semiperíodo:

$$I_{S(AV)} = 2 \times (I_{Q(AV)} - I_{D(AV)}) = 2 \times (0.75 - 0.36) = 0.78 \text{ A}$$

e) La potencia media que consume la carga es igual a la que cede la batería y es:

$$P_{o(AV)} = I_{S(AV)} \times V_S = 0.78 \times 220 = 171.6 \text{ W}$$

11.2.4 PUENTE TRIFÁSICO.

El inversor trifásico se utiliza normalmente para los circuitos que necesitan una elevada potencia a la salida.

Los primarios de los transformadores deben estar aislados unos de los otros, sin embargo, los secundarios se pueden conectar en triángulo o en estrella, tal como se muestra en la figura 11.10.

Los secundarios de los transformadores se conectan normalmente en estrella para de esta forma eliminar los armónicos de orden 3, ($n = 3, 6, 9 \dots$) de la tensión de salida.

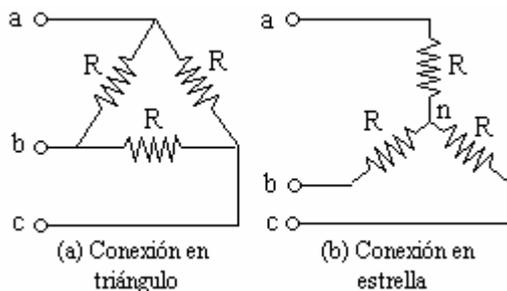


Fig. 11.10
Formas de conexión.

Este inversor se puede conseguir con una configuración de seis transistores y seis diodos como se muestra en la figura 11.11.

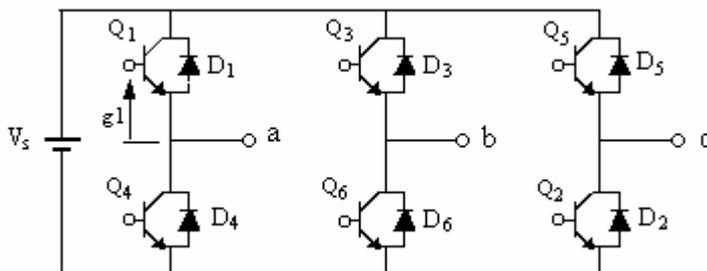


Fig. 11.11
Inversor trifásico.

A los transistores le podemos aplicar dos tipos de señales de control: desfasadas 120° ó 180° entre sí.

Ángulo de conducción de 180° .

Cada transistor conduce durante 180° . Desfasando convenientemente las señales de control de los transistores hacemos que conduzcan en cualquier instante tres de ellos. En la figura 11.11 cuando se dispara Q_1 el terminal "a" queda conectado al extremo positivo de la fuente de continua.

Tenemos seis modos de operación durante un ciclo y la duración de cada uno de ellos es de 60° , siendo la secuencia de disparo de los transistores: 1,2,3 - 2,3,4 - 3,4,5 - 4,5,6 - 5,6,1 - 6,1,2. Las señales aplicadas en puerta a los transistores se muestran en la figura 11.12.

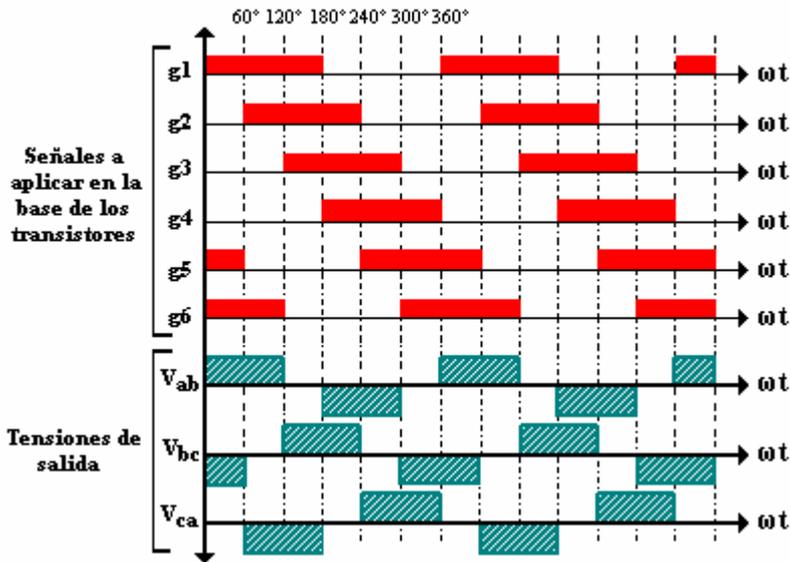


Fig. 11.12 Señales aplicadas a las bases de los transistores y formas de onda en la salida.

La carga se puede conectar en estrella o en triángulo tal y como se muestra en la figura 11.13. Para una conexión en triángulo la corriente de fase se obtiene directamente de la tensión entre líneas. Para una conexión en estrella la tensión entre línea y neutro viene determinada por la intensidad de línea. Existen tres modos de operación por semiciclo y sus circuitos equivalentes se muestran en la figura 11.14.

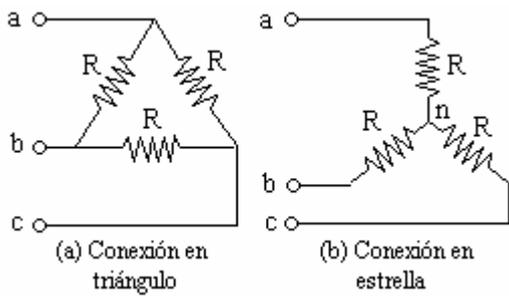


Fig. 11.13 Tipos de conexiones.

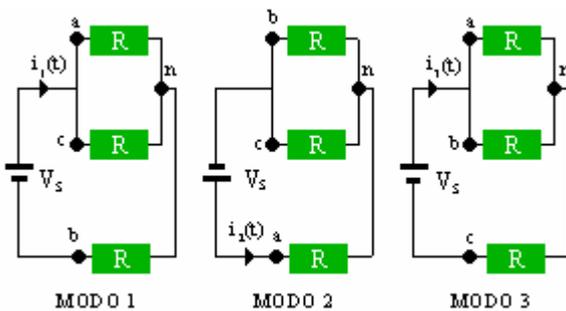


Fig. 11.14 Circuitos equivalentes.

Durante el modo 1 para $0 \leq \omega t \leq \pi/3$ tenemos:

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2} \qquad i_1(t) = \frac{V_S}{R_{eq}} = \frac{2V_S}{3R}$$

$$v_{an}(t) = v_{cn}(t) = \frac{i_1(t)R}{2} = \frac{V_S}{3} \qquad v_{bn}(t) = -i_1(t)R = -\frac{2V_S}{3}$$

Durante el modo 2 para $\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3$ tenemos:

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2} \qquad i_2(t) = \frac{V_S}{R_{eq}} = \frac{2V_S}{3R}$$

$$v_{bn}(t) = v_{cn}(t) = \frac{-i_2(t)R}{2} = \frac{-V_S}{3}$$

$$v_{an}(t) = i_2(t)R = \frac{2V_S}{3}$$

Durante el modo 3 para $2\pi/3 \leq \omega t \leq \pi$ tenemos:

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_1(t) = \frac{V_S}{R_{eq}} = \frac{2V_S}{3R}$$

$$v_{an}(t) = v_{bn}(t) = \frac{i_3(t)R}{2} = \frac{V_S}{3}$$

$$v_{cn}(t) = -i_3(t)R = \frac{-2V_S}{3}$$

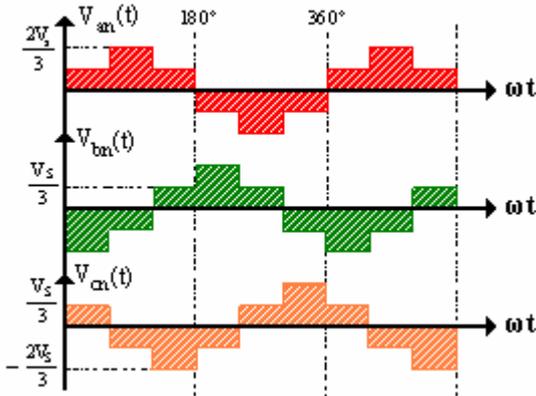


Fig. 11.15
Tensiones de fase.

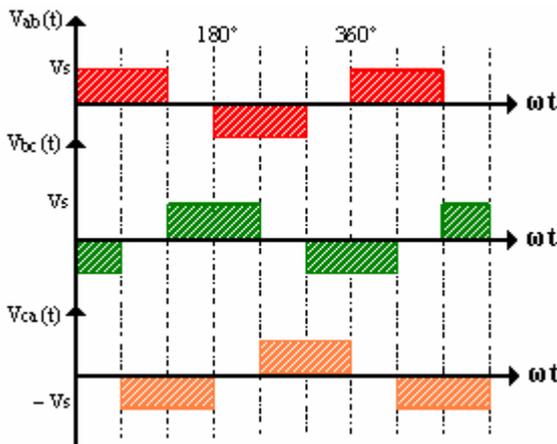


Fig. 11.16
Tensiones de línea.

En las figuras 11.15 y 11.16, se muestran las tensiones de fase y de línea respectivamente como $v_{ab}(t)$ que puede ser expresada en series de Fourier como sigue, teniendo en cuenta que cambia para $\pi/6$ y que los armónicos pares son cero:

$$v_{ab}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_S}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \times \text{sen } n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad \text{E 11.12}$$

$v_{bc}(t)$ y $v_{ca}(t)$ vienen dadas por las siguientes ecuaciones en las que se cambia la fase de la tensión. 120° para $v_{bc}(t)$ y 240° para $v_{ca}(t)$:

$$v_{bc}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_S}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \times \text{sen } n\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

E 11.13

$$v_{ca}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_S}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \times \text{sen } n\left(\omega t - 7\frac{\pi}{6}\right)$$

Las tensiones eficaces de línea serán:

$$V_{L(RMS)} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{2}{3} V_S^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_S = 0.8165 V_S \quad \text{E 11.14}$$

De la ecuación [E 11.12] obtendremos que la n-ésima componente de la tensión eficaz de línea será:

$$V_{Ln(RMS)} = \frac{4V_S}{\sqrt{2} n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \quad \text{E 11.15}$$

por tanto, para $n = 1$, tendremos la tensión eficaz de línea del fundamental:

$$V_{L1(RMS)} = \frac{4V_S}{\sqrt{2}\pi} \cos 30^\circ = 0.7797 V_S \quad \text{E 11.16}$$

El valor eficaz de la tensión de fase viene dado por la tensión de línea:

$$V_{F(RMS)} = \frac{V_{L(RMS)}}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}V_S}{3} = 0.4714 V_S \quad \text{E 11.17}$$

Para cargas puramente resistivas, los diodos en antiparalelo con los transistores no conducen, pero para una carga inductiva la intensidad en cada rama del inversor puede estar retrasada con respecto a la tensión como se muestra en la figura 11.17:

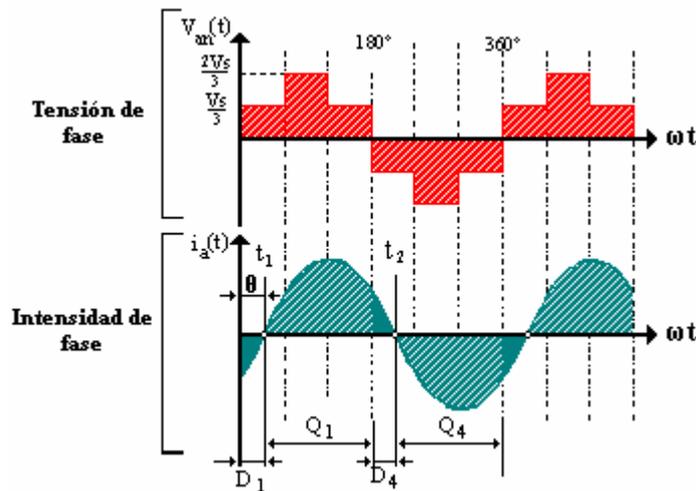


Fig. 11. 17
Inversor trifásico con carga RL.

Cuando el transistor Q_4 de la figura 11.11 está en corte, el único camino para que circule la corriente negativa de línea $i_a(t)$ es a través de D_1 , en este caso el terminal “a” de la carga queda conectado a la fuente de continua a través de D_1 hasta que la intensidad en la carga invierte su sentido para $t = t_1$. Durante el período entre $0 \leq t < t_1$, el transistor Q_1 no conduce. De igual forma, el transistor Q_4 no conducirá para $t = t_2$. El tiempo de conducción de los transistores y diodos depende de la potencia entregada a la carga.

Para una conexión de la carga en estrella, la tensión de fase es:

$$V_{an} = \frac{V_{ab}}{\sqrt{3}} \quad \text{E 11.18}$$

con un retraso de 30° , de la ecuación [E 11.12] obtenemos la intensidad de línea $i_a(t)$ para una carga RLC:

$$i_a(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left[\frac{4V_S}{\sqrt{3} n\pi \sqrt{R^2 + j\left(n\omega L - \frac{1}{n\omega C}\right)^2}} \cos \frac{n\pi}{6} \right] \text{sen}(n\omega t - \varphi_n) \quad \text{E 11.19}$$

donde:

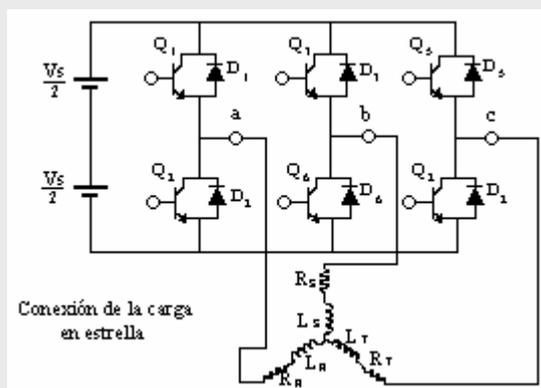
$$\varphi_n = \text{arctg} \frac{\left(n\omega L - \frac{1}{n\omega C}\right)}{R} \quad \text{E 11.20}$$

PROBLEMA 11.6

El inversor trifásico de la figura tiene una carga conectada en estrella de valor $R = 5 \Omega$ y un valor de $L = 23 \text{ mH}$, la frecuencia del inversor es $f = 33 \text{ Hz}$ y la tensión C.C. de entrada es $V_S = 220 \text{ V}$.

- Expresar la tensión instantánea de línea $v_{ab}(t)$ y la intensidad de línea $i_a(t)$ en series de Fourier.
- Determinar la tensión de línea eficaz $V_{L(RMS)}$.
- La tensión de fase $V_{F(RMS)}$.
- La tensión de línea eficaz a la frecuencia del fundamental $V_{L1(RMS)}$.
- La tensión de fase eficaz a la frecuencia del fundamental $V_{F1(RMS)}$.
- La distorsión armónica total THD.
- El factor de distorsión DF.
- El factor armónico y el factor de distorsión del armónico de menor orden.
- La potencia activa en la carga $P_{o(RMS)}$.
- La corriente media de la fuente $I_{S(AV)}$.
- PROPUESTO:

Simular el circuito con Pspice y obtener las siguientes gráficas: Tensión de fase y de línea en la carga. Tensión e intensidad de fase junto con la intensidad instantánea del diodo D_1 . Comparación de la intensidad de base de los transistores. Tensión eficaz de línea, de fase e intensidad eficaz en la carga. Análisis espectral de la tensión de línea y componentes de Fourier de ésta.



Solución:

- La tensión instantánea de línea $v_{ab}(t)$ viene dada por la ecuación [E 11.12]:

$$\omega = 2\pi \times 33 = 207 \text{ rad / seg.}$$

$$v_{ab}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_S}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \text{sen} n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

...

$$\dots$$

$$v_{ab}(t) = 242.58 \times \text{sen}(207t + 30^\circ) - 48.52 \times \text{sen} 5(207t + 30^\circ) - 34.66 \times \text{sen} 7(207t + 30^\circ) + 22.05 \times \text{sen} 11(207t + 30^\circ) + 16.66 \times \text{sen} 13(207t + 30^\circ) - 14.27 \times \text{sen} 17(207t + 30^\circ) \dots$$

$$|Z_L| = \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2} = \sqrt{5^2 + (8.67n)^2}$$

$$\arg = \text{arctg} \frac{(n\omega L)}{R} = \frac{8.67n}{5}$$

Usando la siguiente ecuación podemos obtener la intensidad instantánea de línea $i_a(t)$:

$$i_a(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left[\frac{4V_S}{\sqrt{3} n\pi \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \cos \frac{n\pi}{6} \right] \times \text{sen}(n\omega t - \varphi_n)$$

donde:

$$\varphi_n = \text{arctg} \frac{n\omega L}{R}$$

por lo que nos queda:

$$i_a(t) = 14 \times \text{sen}(207t - 43.6^\circ) - 0.64 \times \text{sen}(5 \times 207t - 78.1^\circ) - 0.33 \times \text{sen}(7 \times 207t - 81.4^\circ) + 0.13 \times \text{sen}(11 \times 207t - 84.5^\circ) + 0.10 \times \text{sen}(13 \times 207t - 87.5^\circ) - 0.06 \times \text{sen}(17 \times 207t - 86.4^\circ) \dots$$

g) De la ecuación [E 11.14] obtenemos que:

$$V_{L(RMS)} = 0.8165 \times 220 = 179.63 V$$

h) Aplicando la ecuación [E 11.17] tenemos que:

$$V_{F(RMS)} = \frac{179.63}{\sqrt{3}} = 103.7 V$$

i) De la ecuación [E 11.16] obtenemos:

$$V_{L1(RMS)} = \frac{4 \times 220 \times \cos 30^\circ}{\sqrt{2} \pi} = 171.53 V$$

j) Aplicando nuevamente la ecuación [E 11.17] obtendremos la tensión eficaz de fase del fundamental:

$$V_{F1(RMS)} = \frac{171.53}{\sqrt{3}} = 99.03 V$$

k) De la ecuación [E 11.14] obtenemos:

$$V_{L1(RMS)} = 0.8165 \times V_S \quad \sqrt{\sum_{n=5,7,11,\dots}^{\infty} V_{Ln}^2} = \sqrt{V_L^2 - V_{L1}^2} = 0.2423 V_S$$

$$THD = \frac{0.2423 \times V_S}{0.8165 \times V_S} = 29.65\%$$

l)

$$V_{LH} = \sqrt{\sum_{n=5,7,11,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_{Ln}}{n^2} \right)^2} = 0.00667 \times V_S \quad DF_1 = \frac{0.00667 \times V_S}{0.8165 \times V_S} = 0.81\%$$

...

...

- m) El armónico de orden más bajo es el quinto, puesto que en la configuración trifásica se eliminan los armónicos de orden triple:

$$V_{L5(RMS)} = \frac{V_{L1(RMS)}}{5} = \frac{171.53}{5} = 34.306 V$$

$$HF_5 = \frac{V_{L5}}{V_{L1}} = \frac{1}{5} = 20\%$$

$$DF_5 = \frac{V_{L5}}{V_{L1} \times 5^2} = \frac{1}{125} = 0.8\%$$

- n) Para calcular la potencia necesitamos calcular primero la intensidad de línea eficaz $I_{L(RMS)}$:

$$I_L = \sqrt{14^2 + 0.64^2 + 0.33^2 + 0.13^2 + 0.10^2 + 0.06^2} = 14.01 A$$

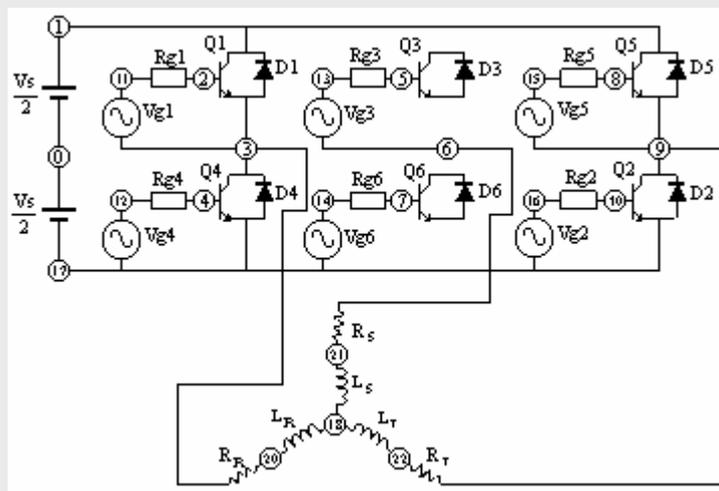
$$I_{L(RMS)} = \frac{I_L}{\sqrt{2}} = 9.91 A$$

$$P_{o(RMS)} = 3 \times I_{L(RMS)}^2 \times R = 3 \times 9.91^2 \times 5 = 1473 W$$

- o) La intensidad media de la fuente la obtenemos a partir de la potencia:

$$I_{S(AV)} = \frac{P_{o(RMS)}}{V_S} = \frac{1473}{220} = 6.7 A$$

- p) A continuación mostramos el circuito para la simulación con Pspice:



Problema11_6.cir

A partir del circuito y de su listado correspondiente:

Simular el circuito con Pspice y obtener las siguientes gráficas: Tensión de fase y de línea en la carga. Tensión e intensidad de fase junto con la intensidad instantánea del diodo D_1 . Comparación de la intensidad de base de los transistores. Tensión eficaz de línea, de fase e intensidad eficaz en la carga. Análisis espectral de la tensión de línea y componentes de Fourier de ésta.

Ángulo de conducción de 120°.

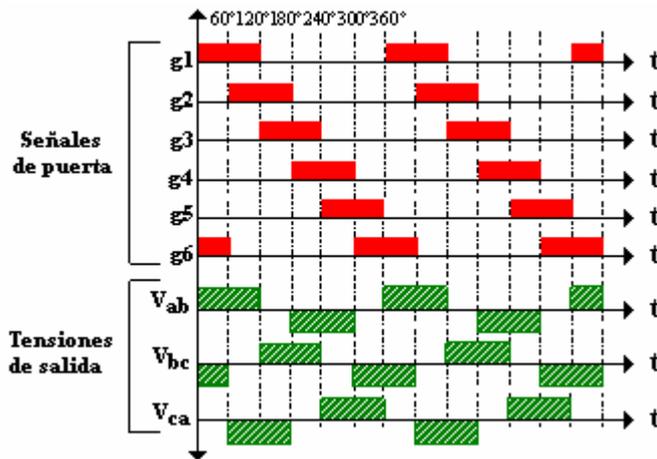


Fig. 11.18 Tensiones de puerta y de línea.

Para este tipo de control cada transistor conduce durante 120°, haciéndolo dos transistores al mismo tiempo. Siendo, por tanto, las señales de puente y la de salida las mostradas en la figura 11.18.

Cuestión didáctica 11.1

¿Qué ventajas puede tener el hecho de que conduzcan 2 tiristores?

Observar que tiristores conducen en cada instante

De la gráfica se deduce que la secuencia de conducción de los transistores es: 6,1 – 1,2 – 2,3 – 3,4 – 4,5 – 5,6 – 6,1. Luego existen tres modos de operación por semiciclo, siendo el circuito equivalente para una carga conectada en estrella el mostrado en la figura 11.19.

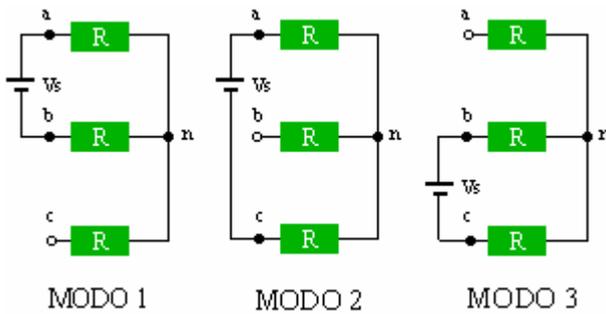


Fig. 11.19 Circuito equivalente para la conexión de una carga resistiva en estrella.

Durante el modo 1, para $0 \leq \omega < \pi/3$, conducen los transistores Q_1 y Q_6 . Siendo:

$$v_{an}(t) = \frac{V_S}{2} \quad v_{bn}(t) = -\frac{V_S}{2} \quad v_{cn}(t) = 0$$

Durante el modo 2, para $\pi/3 \leq \omega < 2\pi/3$, conducen los transistores Q_1 y Q_2 . Siendo:

$$v_{an}(t) = \frac{V_S}{2} \quad v_{cn}(t) = -\frac{V_S}{2} \quad v_{bn}(t) = 0$$

Durante el modo 3, para $2\pi/3 \leq \omega < \pi$, conducen los transistores Q_2 y Q_3 . Siendo:

$$v_{bn}(t) = \frac{V_S}{2} \quad v_{cn}(t) = -\frac{V_S}{2} \quad v_{an}(t) = 0$$

11.3 Modulaciones básicas

Los inversores no modulados (de onda cuadrada), aunque son muy sencillos de implementar tienen un gran número de desventajas:

- La tensión obtenida presenta una distorsión elevada.
- Necesitan filtros voluminosos.

Estos inconvenientes limitan la utilización de los inversores no modulados en aplicaciones tales como la variación de la velocidad de motores asíncronos, donde las tensiones no sinusoidales producen vibraciones en los motores y el rango de variación de las frecuencia (10-400Hz) dificulta la utilización de filtros.

Una señal no modulada presenta armónicos muy próximos a la fundamental, por lo que requiere filtros con frecuencias de corte muy bajas y pueden atenuar no solo a los armónicos, sino también al fundamental.

Para evitar el problema anterior sería muy interesante obtener una señal donde los armónicos y la fundamental estuvieran muy separadas. Esto se puede conseguir con el control por modulación PWM (Pulse Width Modulation) como se verá más adelante.



Resumen
[11_4]

Un requerimiento muy común de los inversores prácticos es la posibilidad de mantener constante el valor eficaz de la tensión de salida frente a las variaciones de la tensión de entrada y de la corriente de la carga, o incluso poder variar la tensión de salida entre unos márgenes más o menos amplios.

Las soluciones existentes para este último problema se pueden agrupar en tres procedimientos:

- Control de la tensión continua de entrada.
- Regulación interna en el propio inversor.
- Regulación en la tensión de salida.

El método más eficiente para la regulación interna del inversor consiste en modular la anchura de los pulsos (PWM). Las técnicas más utilizadas son:

1. Modulación en anchura de un pulso por semiperíodo.
2. Modulación en anchura de varios pulsos por semiperíodo.
3. Modulación senoidal.
4. Modulación senoidal modificada.
5. Modulación en modo de control de la corriente (Por banda de histéresis).

Modulación en anchura de un pulso por semiperíodo.

En un control de este tipo sólo existe un pulso por cada semiciclo, y variando la anchura de este pulso controlamos la tensión de salida del inversor. En la figura 11.20 se muestra la generación de las señales de puerta de los transistores y la tensión de salida de un inversor en puente monofásico.

Dicha generación de señales de puerta se obtienen por comparación de una onda rectangular (onda de referencia) de amplitud A_r con una onda triangular (portadora) de amplitud A_c .

La frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia de la tensión de salida, y variando A_r desde 0 hasta A_c conseguimos variar la anchura del pulso δ desde 0° hasta 180° .

La relación entre A_r y A_c determina la amplitud del "índice de modulación M ".

$$M = \frac{A_r}{A_c} \tag{E 11.21}$$

La tensión eficaz de salida viene dada por:

$$V_{o(RMS)} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi-\delta}{2}}^{\frac{\pi+\delta}{2}} V_s^2 d(\omega t)} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \tag{E 11.22}$$

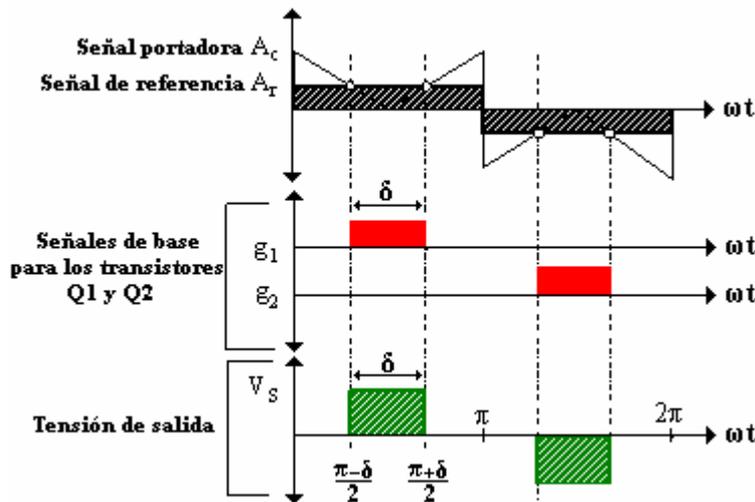


Fig. 11.20 Modulación en anchura de un pulso por semiperíodo.

La tensión instantánea de salida se expresa en series de Fourier de la siguiente forma:

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4 \times V_s}{n\pi} \text{sen}\left(\frac{n\delta}{2}\right) \times \text{sen}(n\omega t) \tag{E 11.23}$$

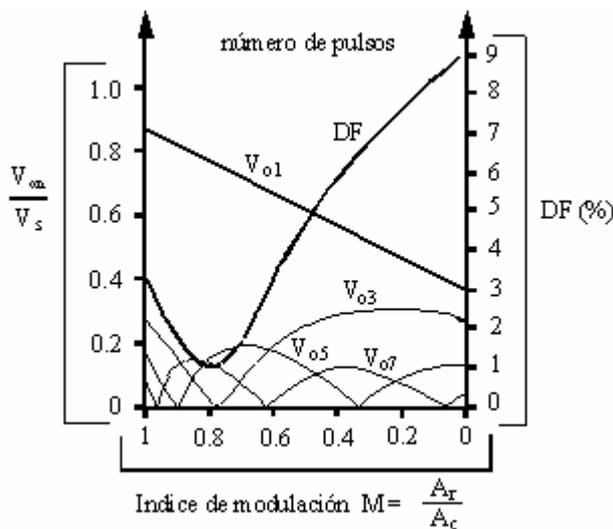


Fig. 11.21 Evolución de los armónicos.

En esta figura se observa que el armónico dominante es el tercero y el factor de distorsión aumenta significativamente para tensiones bajas de salida $A_r/A_c = 0$.

En la figura 11.22 se representa la variación de las amplitudes de la onda fundamental y de los armónicos en función del ancho del impulso. También se ha representado la distorsión armónica total de la salida, que viene dada por:

$$THD = \frac{1}{V_{o1}} \times \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} V_{on}^2} = \frac{\sqrt{V_3^2 + V_5^2 + V_7^2 + \dots}}{V_1} \tag{E 11.24}$$

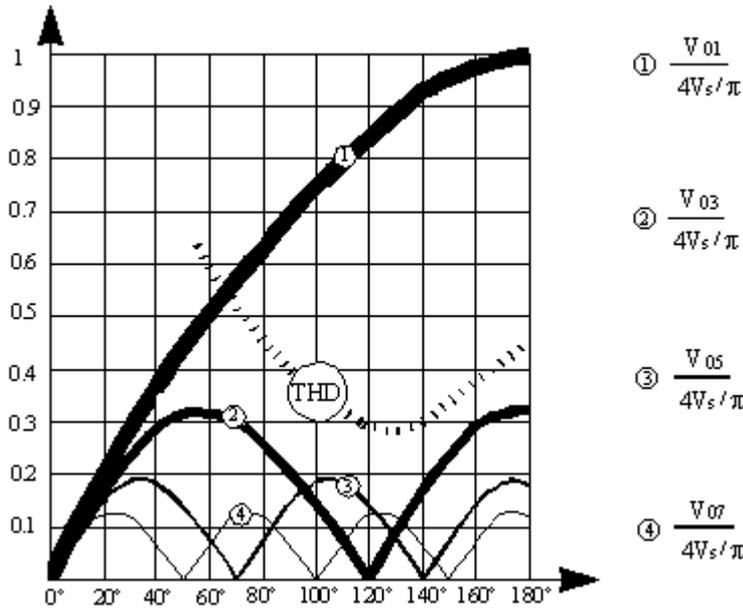


Fig. 11. 22
Fundamental y armónicos en función de δ .

En esta figura se observa que la distorsión armónica es mínima aproximadamente para el ancho de impulso $\delta = 120^\circ$, cuando el tercer armónico vale cero.

PROBLEMA 11. 7

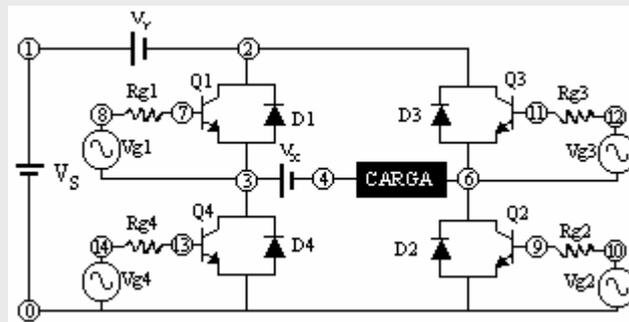
Diseñar un circuito inversor en puente monofásico para una simulación con Pspice. Se desea que convierta a alterna la tensión continua que proporciona una sola batería de valor $V_s = 100\text{ V}$ y que actúe sobre una carga puramente resistiva de valor $R = 2.5\Omega$. La frecuencia de salida ha de ser 50 Hz.

Como especificaciones tenemos que se debe controlar la tensión de salida mediante una modulación PWM de un pulso por semiperíodo y presentar un índice de modulación $M = 0.6$. Se pide:

- Diseñar el circuito inversor y el circuito de control para el análisis con el simulador y calcular el ancho del pulso .
- Calcular la tensión eficaz de salida $V_{o(RMS)}$ y la potencia media en la carga.
- Obtener las siguientes gráficas: Tensión en la carga. Comparación de las señales portadora y de referencia. Comparación entre dos intensidades de colector de cada una de las ramas. Análisis espectral de la tensión de salida.
- Presentar el listado del programa para simular el circuito.

Solución:

- Para el diseño del circuito inversor se opta por un puente monofásico tal y como se muestra en la figura.



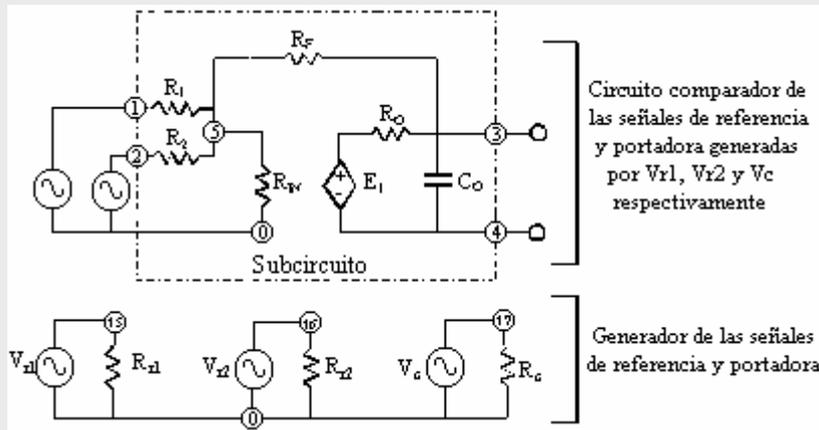
Problema11_7.cir

...

...

en donde: $V_S = 100\text{ V}$; $R_{g1}=\dots=R_{g4}=100\ \Omega$; $V_X = V_Y = 0\text{ V}$ (Fuentes que permiten medir la intensidad de paso); $R = 2.5\ \Omega$; $f = 50\text{ Hz}$

Para excitar los transistores ajustándose a las especificaciones es necesario diseñar un circuito de control que insertaremos en el listado de Pspice a modo de subcircuito y actuará directamente sobre los transistores. Dicho circuito de control se muestra en la siguiente figura y consta de un amplificador que compara las señales de referencia con la portadora, las cuales son generadas a parte. Los valores tomados para el diseño son:



$R_F = 100\text{ K}\Omega$; $R_1 = R_2 = 1\text{ K}\Omega$; $R_{IN} = 2\text{ M}\Omega$; $R_O = 75\ \Omega$; $R_{r1} = R_{r2} = R_C = 2\text{ M}\Omega$; $C_0 = 10\text{ pF}$; E_1 (Fuente de tensión dependiente de los nudos 5-0)

El circuito de control actúa a modo de cuadripolo en donde los dos polos de entrada son los nudos 1 y 2. En dichos polos se conectan los nudos 17 y 15 de las fuentes V_c y V_{r1} respectivamente para una rama inversora y los nudos 17 y 16 de las fuentes V_c y V_{r2} para la otra rama. En general lo que se hace es amplificar la diferencia de tensiones $V(17,16)$ para una rama y la diferencia $V(17,15)$ para la otra, estando V_{r1} desfasada 180° respecto de V_{r2} .

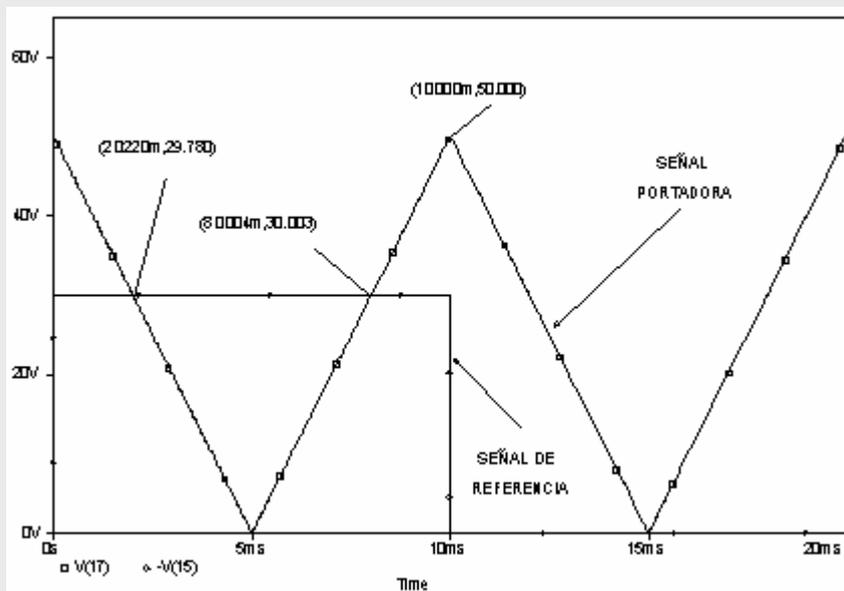


Fig. 11. 23 Señales portadora y de referencia.

Para ajustarnos a la especificación del índice de modulación y frecuencia de salida vamos a comparar una señal portadora triangular A_c con una de referencia A_r cuadrada por lo que prefijando la amplitud de una de ellas podemos calcular la amplitud de la otra. Prefijamos a 50 voltios la amplitud de la señal triangular, por lo que:

...

...

$$M = \frac{A_r}{A_c} \qquad A_r = M \times A_c = 0.6 \times 50 = 30 V$$

Para calcular δ basta con aplicar una relación: si para un $M = 1$ tendríamos un ancho de pulso de 180° , para $M = 0.6$ tendremos un ancho de pulso $\delta = 108^\circ$ que equivale a un tiempo $T_\delta = 6$ mseg.

La relación de frecuencias entre la señal triangular y la cuadrada ha de ser 2, es decir, la triangular ha de tener el doble de frecuencia que la cuadrada para que al compararlas se pueda obtener un pulso por semiperíodo, por tanto, se deduce que las frecuencias que han de usarse son 50 Hz para la cuadrada y 100 Hz para la triangular.

b) La tensión eficaz de salida, en general, viene dada por:

$$V_{o(RMS)} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi-\delta}{2}}^{\frac{\pi+\delta}{2}} V_S^2 d(\omega t)} = V_S \times \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} = 100 \times \sqrt{\frac{108^\circ}{180^\circ}} = 77.45 V$$

La potencia media es:

$$P_{o(AV)} = \frac{V_{o(RMS)}^2}{R} = \frac{77.45^2}{2.5} = 2402.5 W$$

c) Algunas de las gráficas que hemos obtenido tras simular el circuito se muestran a continuación:

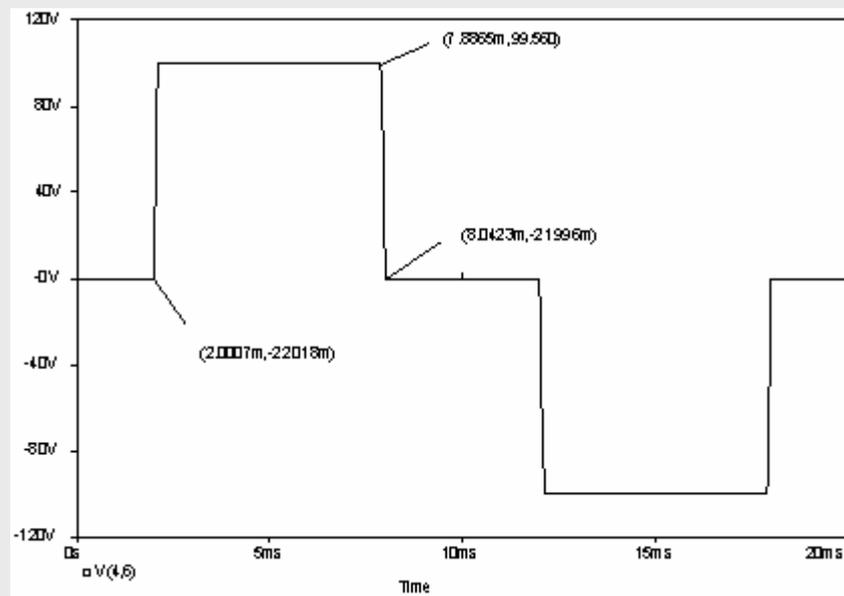


Fig.7. 24 Tensión en la carga

En las figuras 11.23 y 11.24 se comprueba que el tiempo de conducción de los transistores es aproximadamente igual al indicado en teoría.

En la figura 11.25 se aprecia que el armónico nº 3 disminuye en amplitud y el nº 5 aumenta. Este hecho no afecta a la distorsión armónica total, pero es de gran utilidad a la hora de filtrar la señal, puesto que es más fácil eliminar los armónicos de frecuencias más alejadas a la del fundamental.

...

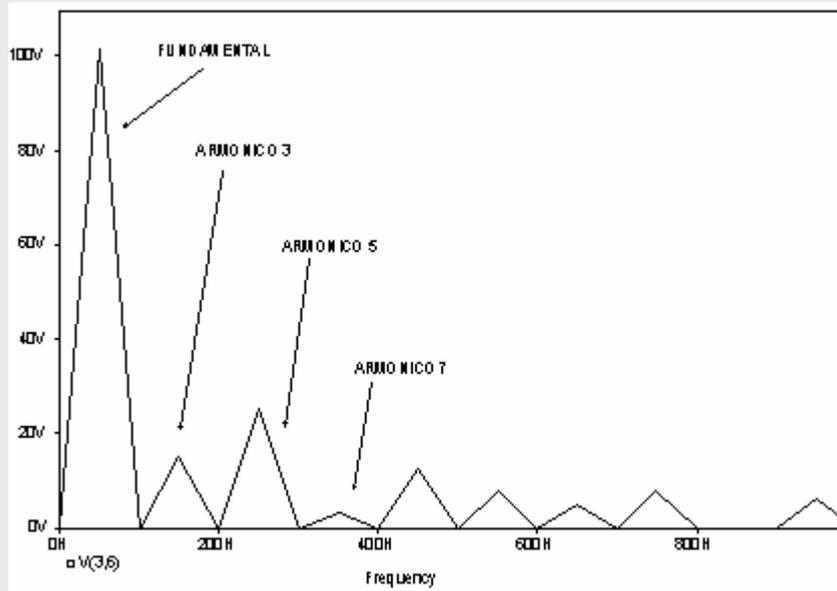


Fig. 11. 25 Análisis espectral de la tensión de salida.

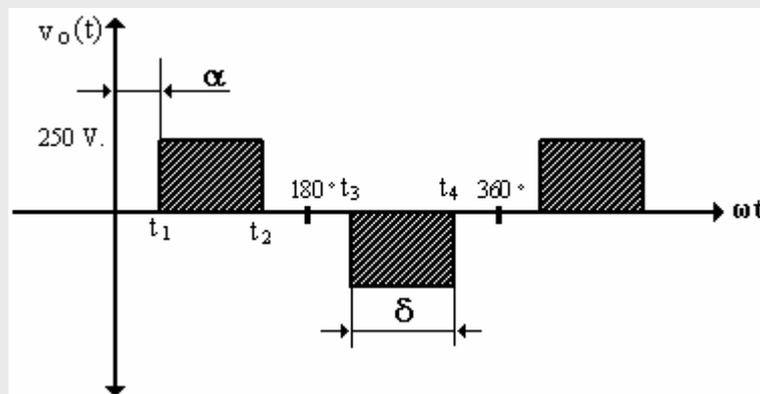
Se deja propuesto al lector la simulación de este ejemplo para varios ciclos de la tensión de salida y observe como la potencia media en la carga y la tensión eficaz en ésta son $P_{o(AV)} = 2418.6 \text{ W}$ y $V_{o(RMS)} = 77.618 \text{ V}$ que coinciden prácticamente con los valores calculados en el apartado “b”, asimismo sería interesante la simulación para varias anchuras de pulso y comprobar los efectos que producen estas distintas anchuras en los armónicos.

PROBLEMA 11.8



En un inversor monofásico en el que la tensión de salida se modula mediante un impulso por semiperíodo, calcular:

- a) El valor de α necesario para que la componente fundamental de la tensión de salida sea de 50 V para $V_S = 250 \text{ V}$.
- b) La amplitud del tercer armónico de la tensión de salida para este valor de α .



Solución: $\alpha = 80,86^\circ$; $B_3 = -48,37$

Modulación en anchura de varios pulsos por semiperíodo.

Cuando la tensión entregada a la carga se necesita que sea lo más senoidal posible, con o sin filtro de salida, conviene reducir al máximo el contenido de armónicos de la onda de salida.

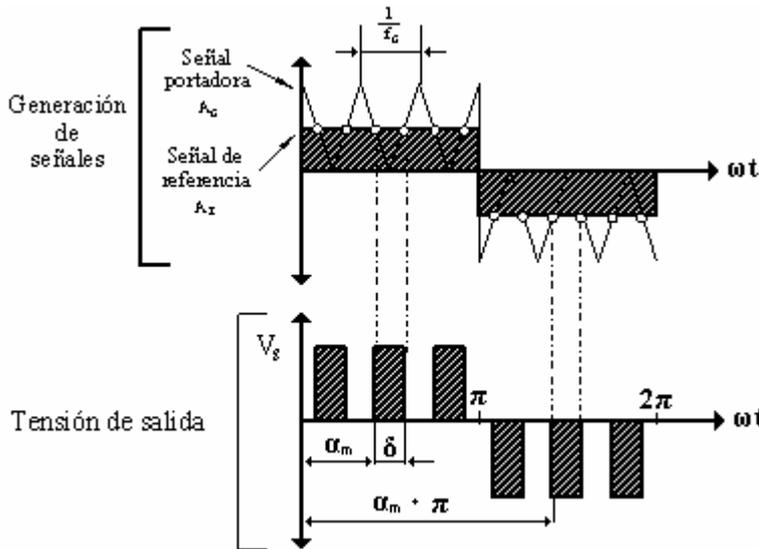


Fig. 11. 26 Modulación en anchura de pulsos.

Este método consiste en hacer que en cada semiperíodo haya un número entero de impulsos a la salida, los cuales están modulados en anchura. La señal de salida se obtiene por comparación de una señal de referencia con una portadora tal y como se ve en la figura 11.26 conjuntamente con las señales de puerta que se utilizan para conmutar a los transistores.

La frecuencia f_r de la señal de referencia nos proporciona la frecuencia “f” que tendrá la señal de salida, y la frecuencia f_c de la onda portadora nos determina el número “p” de pulsos por semiciclo.

El índice de modulación M controla la tensión de salida, conociéndose este tipo de modulación también como “**Modulación Uniforme de Anchura de Pulsos**” (UPWM). El número de pulsos por semiciclo lo obtenemos del siguiente modo:

$$p = \frac{f_c}{2 \times f} = \frac{m_f}{2} \tag{E 11.25}$$

donde:

$$m_f = \frac{f_c}{f}$$

es conocida como la proporción de la frecuencia de modulación.

La variación del índice de modulación de cero a uno nos variará el ancho del pulso de 0 a π/p y la tensión de salida desde cero a V_s .

Si δ es la anchura de cada pulso, la tensión eficaz de salida se obtiene a partir de:

$$V_{o(RMS)} = \sqrt{\frac{2 \times p}{2 \times \pi} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2} + \delta} V_s^2 d(\omega t)} = V_s \times \sqrt{\frac{p \times \delta}{\pi}} \tag{E 11.26}$$

La tensión instantánea de salida en series de Fourier se expresa como:

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} B_n \times \text{sen}(n\omega t)$$

E 11.27

donde el coeficiente B_n se determina al considerar un par de pulsos, tal que el pulso positivo, de duración δ comienza para $\omega t = \alpha_m$ y el pulso negativo de la misma anchura comienza para $\omega t = \alpha_m + \pi$.

A medida que aumentamos el número de pulsos por ciclo cobran mayor importancia en amplitud los armónicos superiores, por lo que resulta mucho más fácil el filtrado posterior de la señal y obtener una onda senoidal lo más perfecta posible.

En las gráficas de la figura 11.27 se observa este efecto:

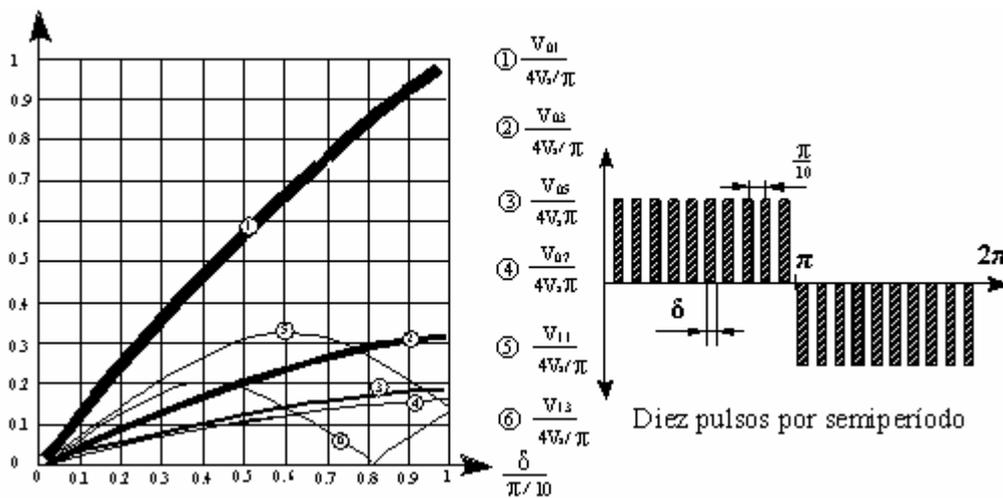


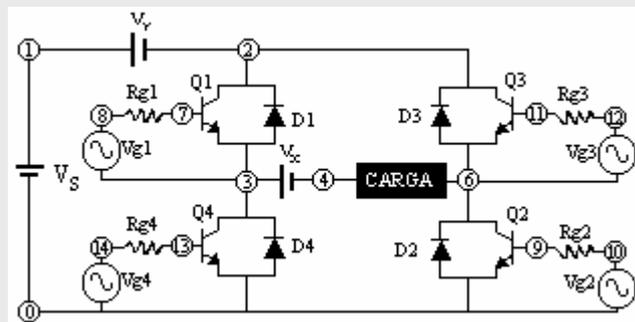
Fig. 11. 27 Armónicos para varios pulsos por semiperíodo.

PROBLEMA 11.9

Dado el circuito de la figura, en donde: $R_{g1} = \dots = R_{g4} = 100 \Omega$, $f = 50 \text{ Hz}$, $V_S = 100 \text{ V}$, $V_X = V_Y = 0 \text{ V}$ y $R = 2.5 \Omega$.

Se pide:

- Diseñar el circuito de control para obtener cinco pulsos por semiciclo. Con un índice de modulación $M = 0.6$, calcular el ancho de pulso que se produce para estas condiciones.
- Calcular la tensión eficaz $V_{o(RMS)}$.
- Obtener mediante simulación con Pspice las siguientes gráficas: Tensión de salida. Comparación de la señal de referencia con la portadora. Análisis espectral de la tensión de salida.



Problema11_9.cir

...
Solución:

a) Para obtener cinco pulsos por semiperíodo a la salida es necesario comparar dos señales (una portadora triangular y otra de referencia cuadrada) en donde la frecuencia de la portadora ha de ser diez veces superior a la de referencia y como ésta debe tener una frecuencia $f_r = f = 50$ Hz, tendremos:

$$f_c = 10 \times f = 10 \times 50 = 500 \text{ Hz}$$

El ancho de pulso que se produce viene dado por la relación siguiente: si para $M = 1$ el ancho de pulso es $180^\circ/5$ para un $M = 0.6$ tenemos:

$$\delta = 36^\circ \times 0.6 = 21.6^\circ \quad \Rightarrow \quad T_\delta = 1.2 \text{ mseg.}$$

El circuito de control que se va a utilizar es el mismo que el del ejemplo 7.9, pero ahora la frecuencia de la fuente V_c es de 500 Hz.

b) La tensión eficaz se calcula del siguiente modo:

$$V_{o(RMS)} = \sqrt{\frac{2 \times p}{2 \times \pi} \int_{\frac{(\frac{\pi}{p}) - \delta}{2}}^{\frac{(\frac{\pi}{p}) + \delta}{2}} V_s^2 d(\omega t)} = V_s \times \sqrt{\frac{p \times \delta}{\pi}} = 100 \times \sqrt{\frac{5 \times 21.6^\circ}{180^\circ}} = 77.45 \text{ V}$$

Como puede verse, la tensión eficaz de salida coincide con la del ejercicio 7.9 y esto se debe a que ambos ejercicios poseen el mismo índice de modulación.

c) En las figuras 11.28 y 11.29 se puede observar el ángulo de conducción de los transistores, que coincide con el teórico del apartado "a". Simulando este ejemplo para más ciclos (al menos dos ciclos o un total de 40 mseg.) obtendremos una tensión eficaz a la salida de $V_{o(RMS)} = 76.068$ V aproximándose mucho al valor teórico del apartado "b".

Como puede observarse en la figura 11.30, los armónicos de orden más bajo están disminuidos en amplitud con respecto a los que produce la modulación de un pulso por semiperíodo, sin embargo, los de mayor orden (a partir del séptimo) crecen en amplitud. Por lo tanto, para este tipo de modulación es más fácil aplicar un filtro de segundo orden para obtener una señal senoidal lo más perfecta posible, eliminando los armónicos de orden más alto.

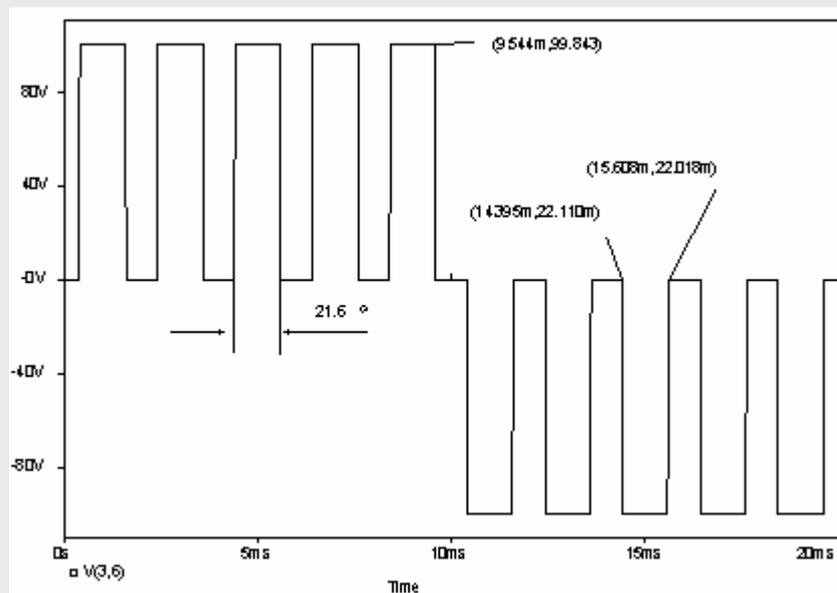


Fig. 11. 28 Tensión de salida.

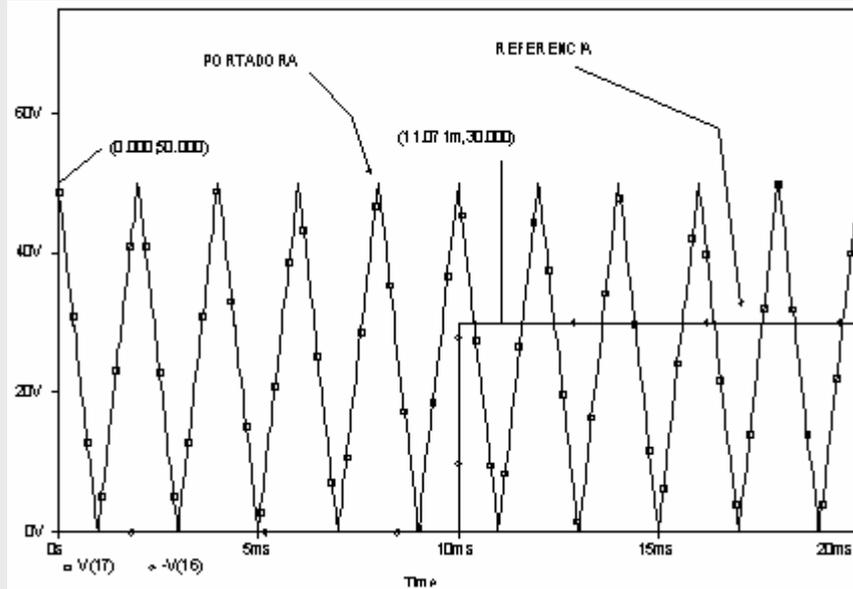


Fig. 11. 30 Comparación de la señal portadora con la de referencia.

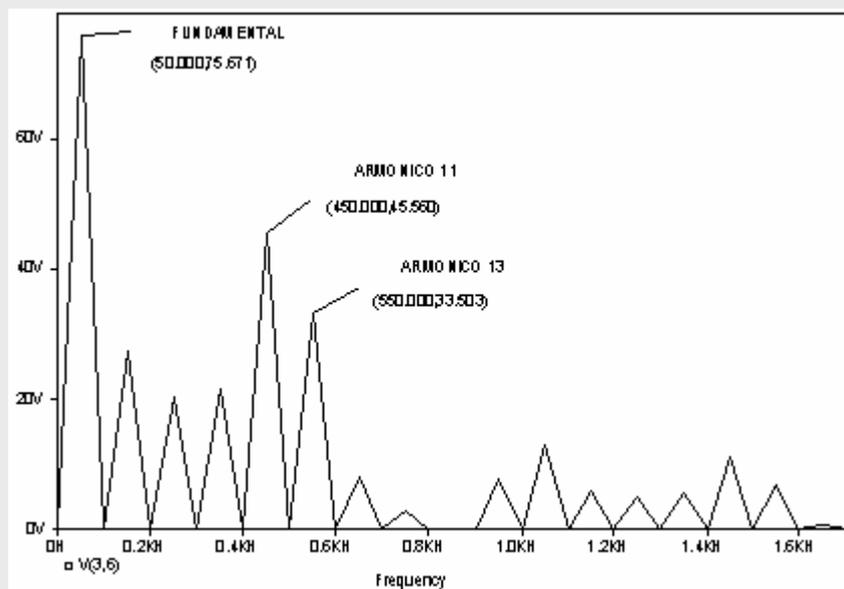


Fig. 11. 30 Análisis espectral de la tensión de salida.

Modulación senoidal.

Para generar las señales de control de los interruptores de forma que se consigan formas de onda de este tipo son necesarias dos señales:

1. Una señal de referencia: es la forma de onda que se pretende conseguir a la salida. En caso de los inversores suele ser una senoide.
2. Una señal portadora: es la que establece la frecuencia de conmutación. Se utiliza una señal triangular

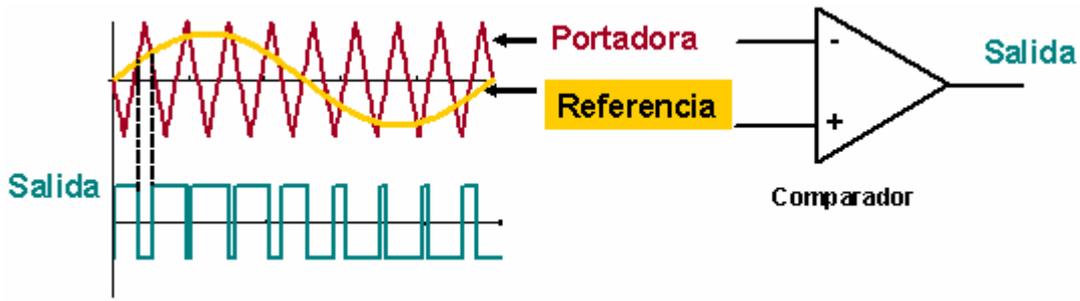


Fig. 11. 31 Señal portadora y señal de referencia.

Tanto para la modulación senoidal como para los otros tipos de modulación estudiados pueden existir a su vez dos tipos: modulación bipolar y modulación unipolar.

Modulación bipolar:

Se compara la señal de referencia con la portadora

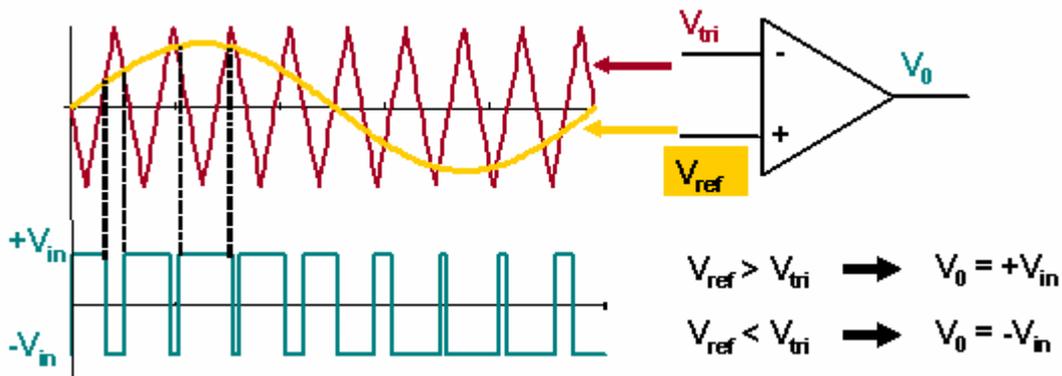
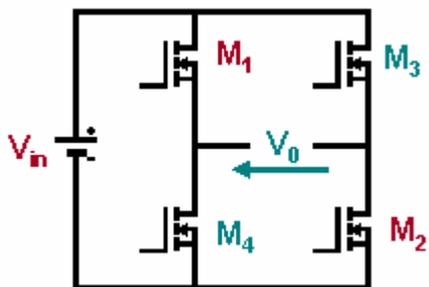


Fig. 11. 32 Comparación

En el caso de un inversor en Puente Completo (Fig. 11.33), la estrategia sería la siguiente:



M_1 y M_2 conducen cuando $V_{ref} > V_{tri}$
 M_3 y M_4 conducen cuando $V_{ref} < V_{tri}$

Se llama bipolar porque la salida siempre pasa de $+V_{in}$ a $-V_{in}$

Fig. 11. 33 Inversor en puente completo

Modulación unipolar:

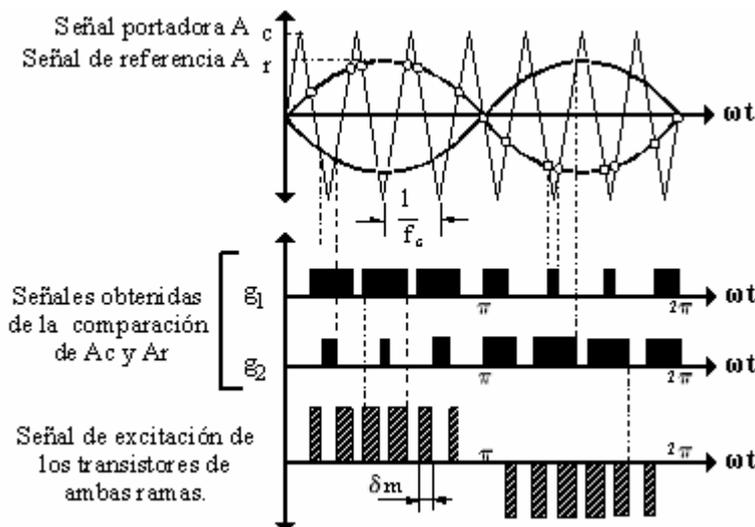
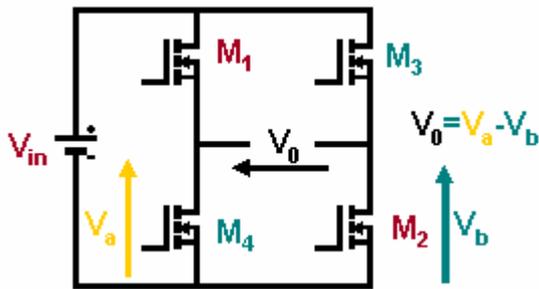


Fig. 11. 34 Generación de pulsos utilizando dos ondas senoidales y tensión de salida.

Se necesitan dos señales de referencia: $+V_{ref}$ y $-V_{ref}$

Para el caso de un inversor en puente:



M_1 y M_4 son complementarios
 M_2 y M_3 son complementarios

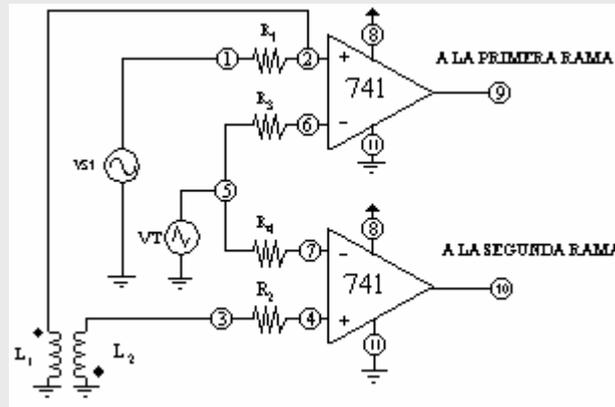
Cuando uno está abierto, el otro está cerrado

Fig. 11. 35 Inversor en puente completo



PROBLEMA 11.10

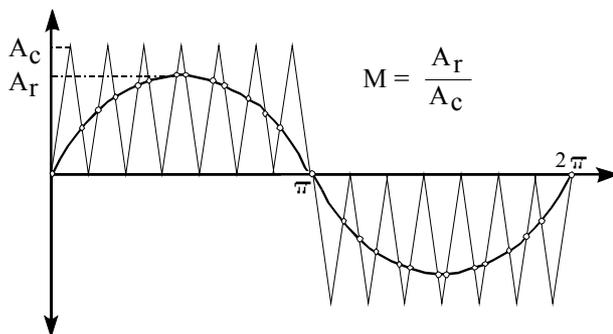
Circuito de control bipolar de un puente monofásico



Problema11 10.cir

En lugar de mantener constante la anchura de todos los pulsos como en el caso anterior, se varían en proporción a la amplitud de una onda senoidal; de esta forma el factor de distorsión y los armónicos de orden más bajos son reducidos significativamente.

Las señales de puerta se obtienen por comparación entre la citada señal senoidal (señal de referencia) y una señal triangular (señal portadora). La frecuencia de la señal de referencia f_r determina la frecuencia "f" de la tensión de salida y su amplitud A_r controla el índice de modulación M y por consiguiente la tensión eficaz de salida $V_{o(RMS)}$. El número de pulsos por semiciclo depende de la frecuencia de la señal portadora como se puede observar en la figura 7.43.



Las mismas señales de puerta se pueden generar usando una onda portadora triangular unidireccional como la que se muestra en la figura 11.36.

Fig. 11. 36 Comparación entre una onda senoidal y una triangular unidireccional.

Podemos observar en la figura 11.34 que la anchura de cada pulso de la señal de excitación corresponde a los intervalos existentes entre los puntos de corte de la onda portadora y la de referencia, obteniéndose el doble de pulsos si utilizamos dos ondas senoidales en vez de una. δ_m es la anchura de un pulso p-ésimo que varía al modificar el índice de modulación y modificando éste se altera la tensión eficaz de salida, que vendrá dada por:

$$V_{o(RMS)} = V_S \sqrt{\sum_{p=1}^p \frac{\delta_m}{\pi}} \quad \text{E 11.28}$$

11.3.1 DEFINICIONES Y CONSIDERACIONES RELATIVAS A LA MODULACIÓN PWM

A continuación apuntamos algunas definiciones y consideraciones que resultan de utilidad al utilizar PWM.

Índice de modulación de frecuencia m_f :

$$m_f = \frac{f_{\text{portadora}}}{f_{\text{referencia}}} = \frac{f_{\text{triangular}}}{f_{\text{senoidal}}}$$

La tensión de salida PWM tiene una frecuencia fundamental que coincide con la frecuencia de la señal de referencia senoidal y las frecuencias armónicas existen en y alrededor de los múltiplos de la frecuencia de conmutación. Al aumentar la frecuencia de la portadora (aumento de m_f) aumentan las frecuencias a las que se producen los armónicos.

Se suele considerar que m_f es grande si es mayor que 21.

1. La señal triangular y la senoidal deben estar sincronizadas

m_f debe ser un número entero porque de lo contrario se pueden producir oscilaciones subarmónicas indeseables para la mayoría de aplicaciones

2. m_f debe ser un entero impar

En todos los casos salvo en inversores monofásicos con modulación unipolar

3. Las pendientes de la señal triangular y de la senoidal deben ser opuestas en los cruces por cero

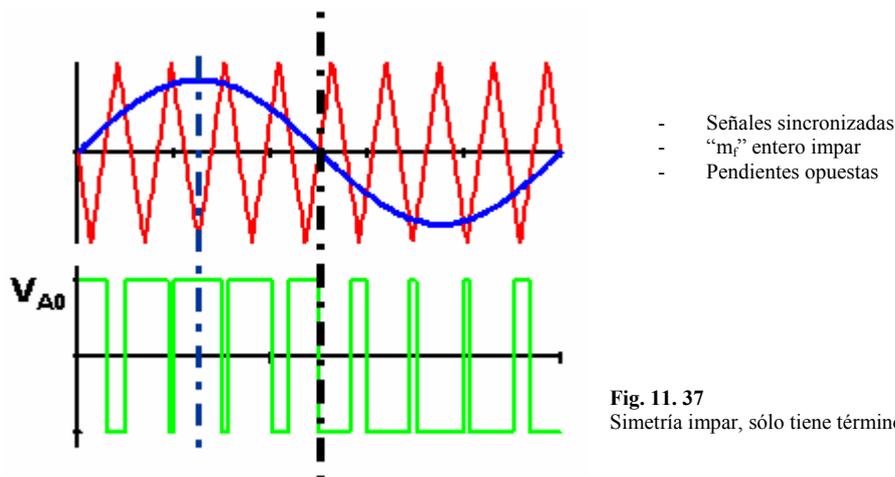


Fig. 11.37 Simetría impar, sólo tiene términos seno impares

Índice de modulación de amplitud m_a :

$$m_a = \frac{V_{\text{referencia}}}{V_{\text{portadora}}} = \frac{f_{\text{senoidal}}}{f_{\text{triangular}}}$$

Si $m_a < 1$, la amplitud de la frecuencia fundamental es linealmente proporcional a m_a :

$$V_1 = m_a \cdot V_{in}$$

Esto implica que podemos controlar la amplitud de la tensión de salida controlando el valor de m_a .

Si $m_a > 1$, la amplitud de la tensión de salida aumenta al aumentar m_a pero de forma no lineal. A esto se le llama sobremodulación

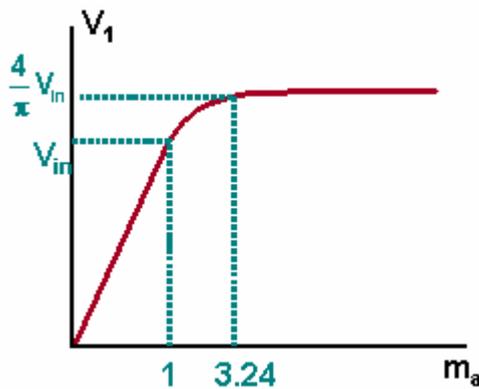


Fig. 11.38 Índice de modulación de amplitud m_a .

Sobremodulación.

Aumenta la tensión de salida y empeora el contenido armónico

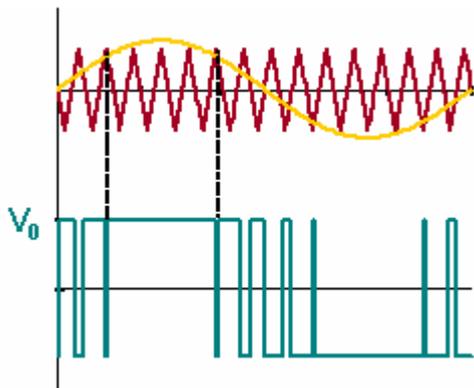


Fig. 11.39 Efectos de la sobremodulación

Si m_a aumenta mucho, la tensión de salida pasa a ser cuadrada.

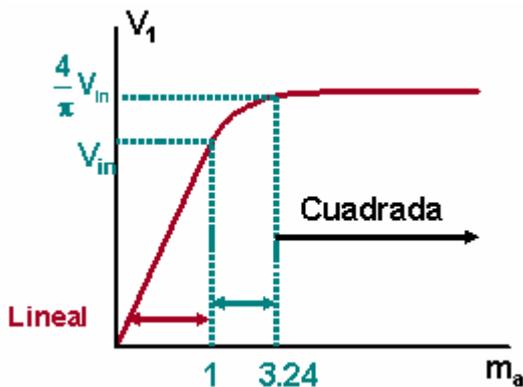


Fig. 11.40 Relación entre el voltaje de pico fundamental de salida y el índice de modulación m_a .

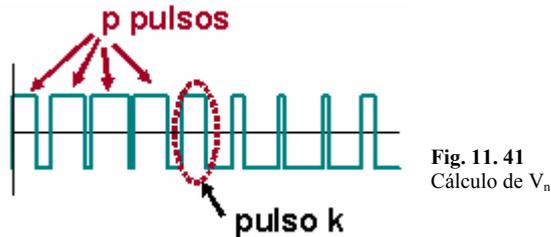
11.3.2 ARMÓNICOS GENERADOS

La serie de Fourier se calcula eligiendo un m_f que sea entero impar, entonces la salida muestra una simetría impar y la serie de Fourier se expresa como:

$$v_0(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cdot \text{sen}(n\omega_0 t)$$

Cada armónico V_n se calcula sumando el armónico n de cada uno de los p pulsos de un periodo completo

$$V_n = \sum_{k=1}^p V_{nk}$$



El contenido armónico de un pulso k cualquiera será:

$$V_{nk} = \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) d(\omega_0 t)$$

Armónicos en la modulación PWM Bipolar

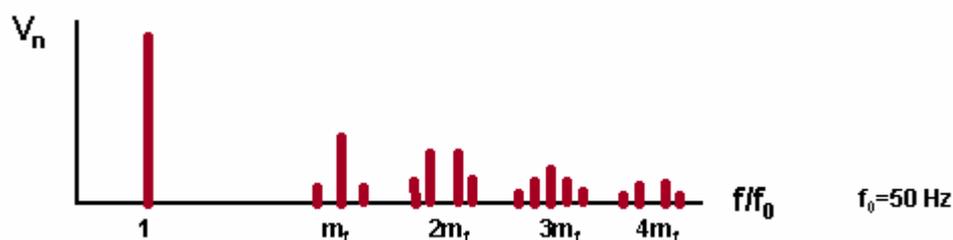
El espectro de la frecuencia normalizado de la conmutación bipolar para $m_a = 1$ se muestra en la figura 11.42. Las amplitudes de los armónicos son una función de m_a porque la anchura de cada pulso depende de las amplitudes relativas de las ondas sinusoidal y triangular.

En el caso de la conmutación bipolar, los armónicos aparecen en:

$$m_f, 2m_f, 3m_f, 4m_f, 5m_f, 6m_f, \dots$$

Además de armónicos a estas frecuencias, también aparecen armónicos en las frecuencias adyacentes:

$$\begin{aligned} & m_f \pm 2, m_f \pm 4 \\ & 2m_f \pm 1, 2m_f \pm 3, 2m_f \pm 5 \\ & \text{etc.} \dots \end{aligned}$$



En la siguiente tabla se indican algunos de los primeros coeficientes de Fourier normalizados V_n / V_{in} , si se desea una tabla más detallada se puede consultar el libro de Mohan.

| | $m_a=1$ | 0.9 | 0.8 | 0.7 | 0.6 | 0.5 | 0.4 | 0.3 | 0.2 | 0.1 |
|-----------------|---------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| $n = 1$ | 1.00 | 0.90 | 0.80 | 0.70 | 0.60 | 0.50 | 0.40 | 0.30 | 0.20 | 0.10 |
| $n = m_f$ | 0.60 | 0.71 | 0.82 | 0.92 | 1.01 | 1.08 | 1.15 | 1.20 | 1.24 | 1.27 |
| $n = m_f \pm 2$ | 0.32 | 0.27 | 0.22 | 0.17 | 0.13 | 0.09 | 0.06 | 0.03 | 0.02 | 0.00 |

Armónicos en la modulación PWM Bipolar

En el caso de la conmutación unipolar, el contenido armónico es menor y los primeros armónicos aparecen a frecuencias más elevadas. Si se elige m_f entero par:

$$2m_f, 4m_f, 6m_f, \dots$$

Además de armónicos a estas frecuencias, también aparecen armónicos en las frecuencias adyacentes como en el caso anterior

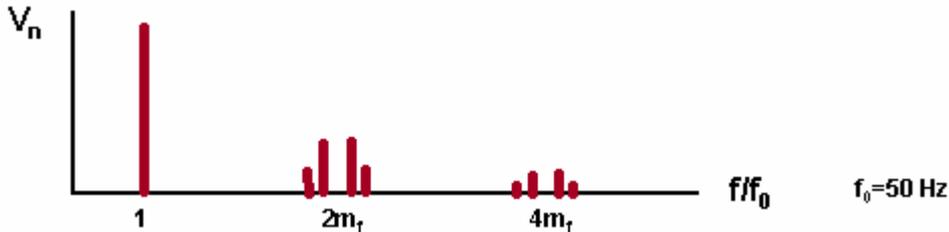


Fig. 11.43
Espectro de frecuencia para PWM unipolar para $m_a = 1$

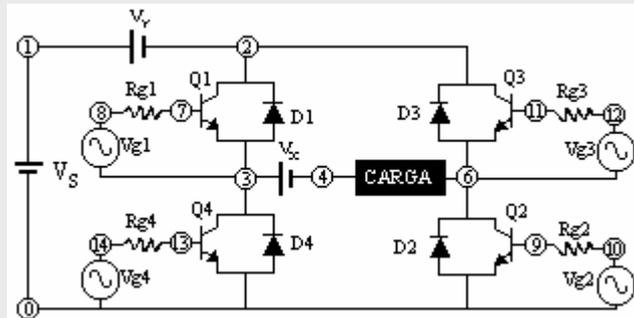
Los coeficientes de Fourier normalizados V_n / V_{in} para el esquema PWM unipolar son los siguientes:

| | $m_a=1$ | 0.9 | 0.8 | 0.7 | 0.6 | 0.5 | 0.4 | 0.3 | 0.2 | 0.1 |
|------------------|---------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| $n = 1$ | 1.00 | 0.90 | 0.80 | 0.70 | 0.60 | 0.50 | 0.40 | 0.30 | 0.20 | 0.10 |
| $n = 2m_f \pm 1$ | 0.18 | 0.24 | 0.31 | 0.35 | 0.37 | 0.36 | 0.33 | 0.27 | 0.19 | 0.10 |
| $n = 2m_f \pm 3$ | 0.21 | 0.18 | 0.14 | 0.10 | 0.07 | 0.04 | 0.02 | 0.01 | 0.00 | 0.00 |

PROBLEMA 11.11

Dado el circuito inversor en puente monofásico de la figura, en el que los datos son:

$$R = 2.5\Omega; R_{g1} = \dots = R_{g4} = 100 \Omega; V_S = 100 \text{ V}; V_X = V_Y = 0 \text{ V}; f = 60 \text{ Hz}$$



Problema11_11.cir

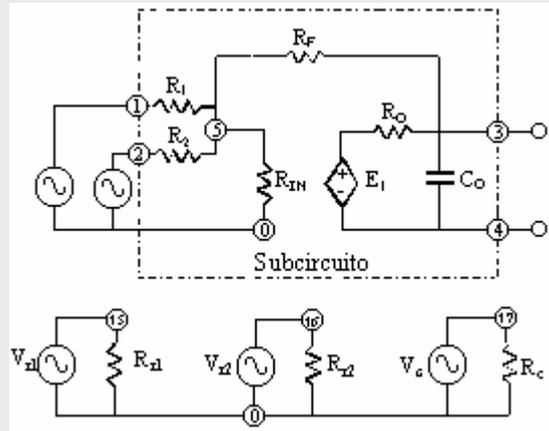
Se pide:

- Diseñar el circuito de control para modular la tensión de salida senoidalmente con cinco pulsos por semiperíodo unipolar y con índice de modulación $M = 0.9$.
- Calcular la tensión eficaz de salida $V_{o(RMS)}$.
- Simular el circuito con Pspice y obtener las siguientes gráficas: Tensión de salida. Comparación de las señales de referencia con la portadora. Análisis espectral de la tensión de salida. Listado del programa.
- Simular el circuito para diez pulsos por semiperíodo y compárese el análisis espectral de la tensión de salida con el de cinco pulsos por semiperíodo.

...

Solución:

a) El circuito de control es el siguiente:



Los valores tomados son:

$R_1 = R_2 = 1 \text{ K}\Omega$; $R_{IN} = R_{r1} = R_{r2} = R_c = 2 \text{ M}\Omega$; $R_F = 100 \text{ K}\Omega$; $R_o = 75 \text{ }\Omega$; $C_o = 10 \text{ pF}$; $E_1 = 2 \cdot 10^5$

Para obtener la modulación pedida, se compara las señales de referencia senoidales (V_{r1} y V_{r2}) de frecuencia $f_r = 60 \text{ Hz}$ con una señal portadora (V_c) de frecuencia f_c diez veces mayor para obtener cinco pulsos por semiperíodo.

Para que el índice de modulación sea $M = 0.9$ se fija la amplitud de la señal portadora (triangular) a 50 voltios, por lo que la amplitud de la de referencia ha de ser:

$$A_r = M \times A_c = 0.9 \times 50 = 45 \text{ V}$$

b) La tensión eficaz de salida viene dada por la ecuación:

$$V_{o(RMS)} = V_S \sqrt{\sum_{m=1}^p \frac{\delta_m}{\pi}}$$

Analizando con Pspice un semiciclo de la tensión de salida, podemos obtener la duración de cada uno de los pulsos.

Seguidamente mostramos una figura en la que se han anotado las anchuras de cada uno de los pulsos. Estos datos se obtienen utilizando las herramientas que proporciona el programa.

...

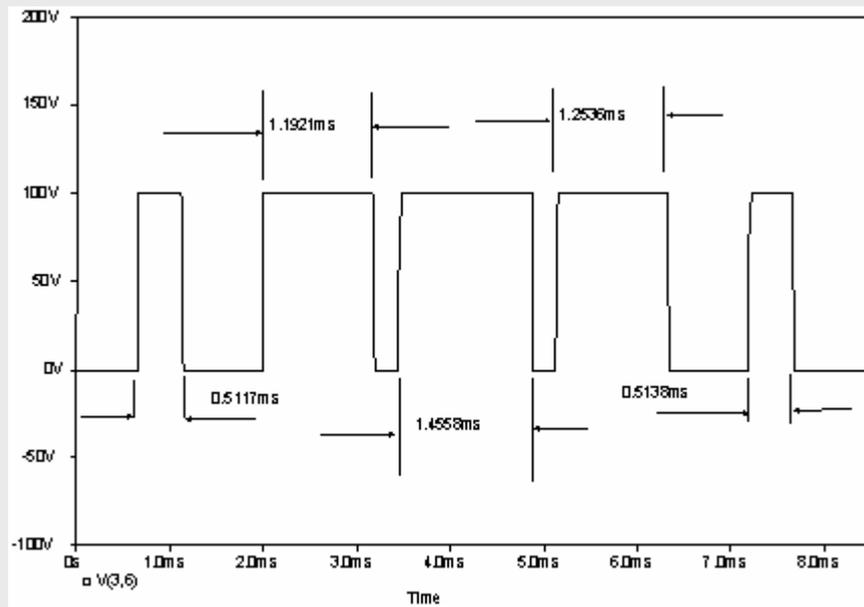


Fig. 11. 45 Anchuras de los pulsos del primer semiperiodo.

En la siguiente tabla recogemos todos estos datos junto con los tiempos de inicio y fin de cada uno de los pulsos. Las anchuras δ_m se expresan tanto en tiempo como en grados.

| δ_m | Tiempo inicial | Tiempo final | Duración (mseg.) | Duración (grados) |
|------------|----------------|--------------|------------------|-------------------|
| δ_1 | 0.6428 mseg. | 1.1545 mseg. | 0.5117 mseg. | 11.06° |
| δ_2 | 1.9985 mseg. | 3.1906 mseg. | 1.1921 mseg. | 25.76° |
| δ_3 | 3.4389 mseg. | 4.8947 mseg. | 1.4558 mseg. | 31.46° |
| δ_4 | 5.1118 mseg. | 6.3654 mseg. | 1.2536 mseg. | 27.09° |
| δ_5 | 7.1785 mseg. | 7.6923 mseg. | 0.5138 mseg. | 11.10° |

Utilizando estos valores para el cálculo de la tensión eficaz de salida, tendremos:

$$V_{o(RMS)} = \frac{100}{\sqrt{180^\circ}} \times \sqrt{11.06^\circ + 25.76^\circ + 31.46^\circ + 27.09^\circ + 11.10^\circ} = 76.91 V$$

c) Las gráficas pedidas son:

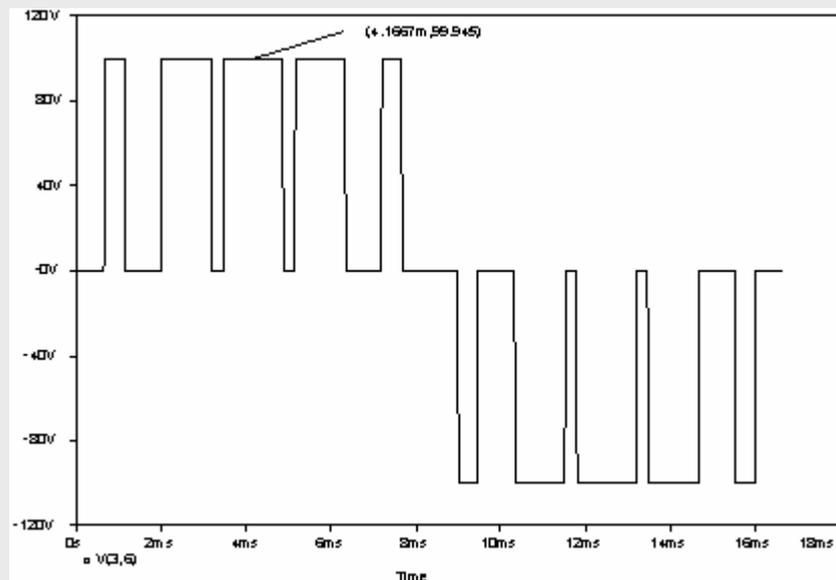


Fig.7. 45 Tensión de salida

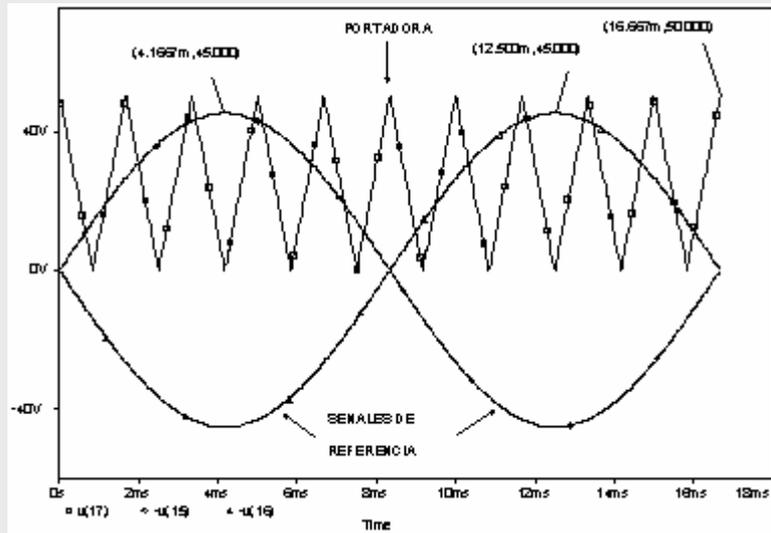


Fig. 11. 47 Comparación de las señales de referencia con la portadora.

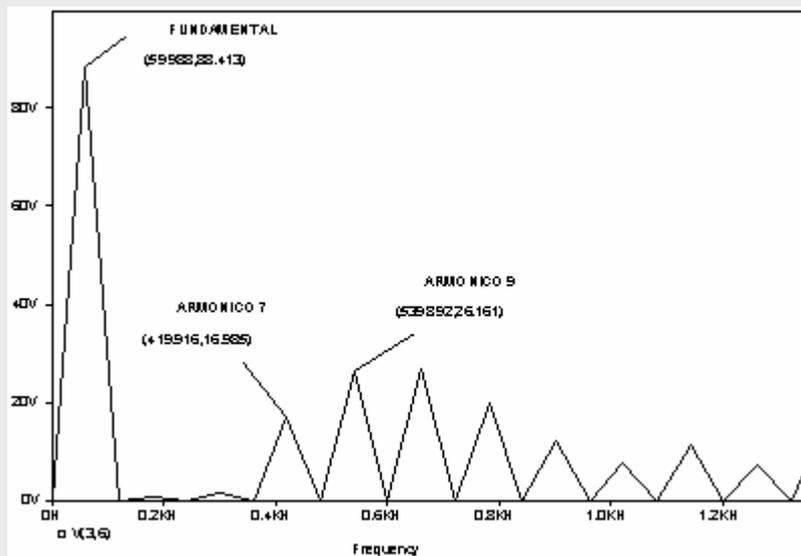


Fig. 11. 47 Análisis espectral de la tensión de salida.

En la figura 11.47 observaremos que los armónicos de menor orden (3, 5 y 7), son atenuados, pero en cambio, los de orden algo mayor (9,11...) son amplificados.

- d) Para obtener diez pulsos por semiperíodo, la frecuencia de la señal triangular ha de ser veinte veces mayor que la de referencia, es decir, $f_c = 1200$ Hz, siendo $f_r = 60$ Hz.

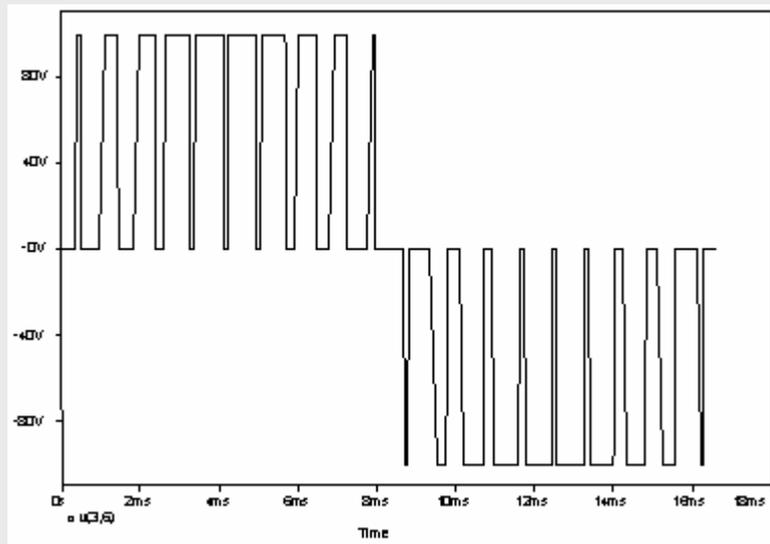


Fig. 11. 49 Tensión de salida para diez pulsos.

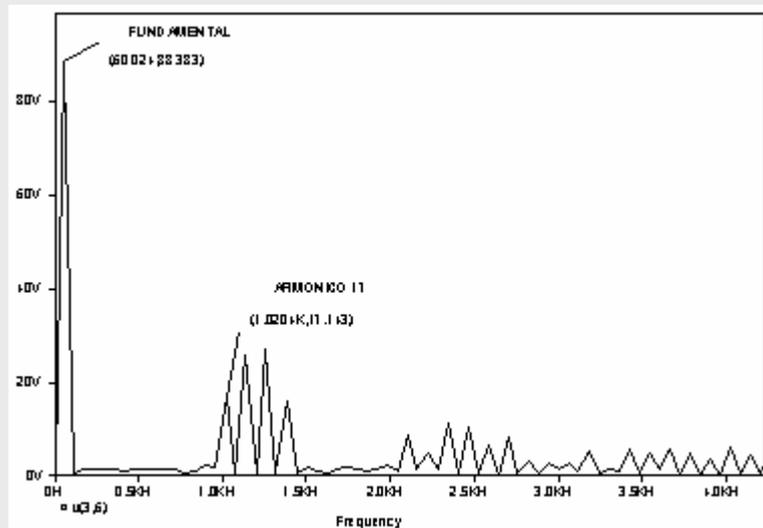


Fig. 11. 49 Análisis espectral de la tensión de salida para diez pulsos.

Para que el mismo circuito module la tensión de salida con diez pulsos por semiperíodo, basta con cambiar en el listado las frecuencias de las señales de referencia y portadora. En general, basta con sustituir el apartado "*** Generación de señales de referencia y portadora**" del listado ofrecido anteriormente por el que mostramos a continuación:

```
* Comparacion de senales de referencia y portadora:
VC 17 0 PULSE(50 0 0 416.75U 416.75U 1N 833.5U)
RC 17 0 2MEG
VR1 15 0 SIN(0 -45 60 0 0 0)
RR1 15 0 2MEG
VR2 16 0 SIN(0 45 60 0 0 0)
RR2 16 0 2MEG
```

Como conclusión al comparar las dos simulaciones podemos decir que al aumentar el número de pulsos por semiciclo se reduce el contenido de armónicos significativamente, tal y como se aprecia en las gráficas de los análisis espectrales. Esto se debe a que este tipo de modulación elimina los armónicos de orden menor o igual a $2p-1$.

...

La tensión eficaz de salida para la simulación de cinco pulsos por semiperíodo que Pspice proporciona es $V_{o(RMS)} = 76.459 \text{ V}$. Esto lo podemos comprobar simulando el ejemplo para varios ciclos.



Si se desea, se puede utilizar para la simulación con diez pulsos por semiperíodo el archivo (Problema11_11A.CIR) contenido en el disquete adjunto.

[Rashid]

PROBLEMA 11.12

Utilizamos un puente inversor de onda completa para generar una tensión de 60Hz en bornas de una carga R-L serie, usando PWM bipolar. La entrada de continua del puente es de 100V, el índice de modulación de amplitud m_a es 0,8 y el índice de modulación de frecuencia m_f es 21 ($f_{\text{triangular}} = 21 \cdot 60 = 1260\text{Hz}$). La carga tiene una resistencia $R = 10\Omega$ y una inductancia $L = 20\text{mH}$. Calcular:

- La amplitud de la componente de 60Hz de la tensión de salida y la corriente de la carga
- La potencia absorbida por la resistencia de carga
- El factor DAT de la corriente de carga



PSPICE

Problema11_12.cir

Solución:

- Con ayuda de la tabla de los coeficientes de Fourier normalizados para PWM bipolar, la amplitud de la frecuencia fundamental de 60Hz es:

$$V_1 = m_a \cdot V_{in} = 0,8 \cdot 100 = 80 \text{ V}$$

Las amplitudes de la corriente se calculan utilizando el análisis de fasores:

$$I_n = \frac{V_n}{Z_n} = \frac{V_n}{\sqrt{R^2 + (n\omega_0 L)^2}}$$

Para la frecuencia fundamental,

$$I_1 = \frac{80}{\sqrt{10^2 + (1 \cdot 2\pi \cdot 60 \cdot 0,02)^2}} = 6,39 \text{ A}$$

- Con $m_f = 21$, los primeros armónicos tienen lugar para $n = 21, 19$ y 23 . Ayudándonos nuevamente de la tabla de coeficientes de Fourier:

$$V_{21} = 0,82 \cdot 100 = 82 \text{ V}$$

$$V_{19} = V_{23} = 0,22 \cdot 100 = 22 \text{ V}$$

La potencia para cada frecuencia se calcula a partir de:

$$P_n = (I_{n,ef})^2 R = \left(\frac{I_n}{\sqrt{2}} \right)^2 R$$

En la siguiente tabla se resumen las amplitudes de las tensiones, las corrientes y las potencias resultantes a estas frecuencias.

...

| n | f _n (Hz) | V _n (V) | Z _n (Ω) | I _n (A) | I _{n,rms} (A) | P _n (W) |
|----|---------------------|--------------------|--------------------|--------------------|------------------------|--------------------|
| 1 | 60 | 80,0 | 12,5 | 6,39 | 4,52 | 204,0 |
| 19 | 1.140 | 22,0 | 143,6 | 0,15 | 0,11 | 0,1 |
| 21 | 1.260 | 81,8 | 158,7 | 0,52 | 0,36 | 1,3 |
| 23 | 1.380 | 22,0 | 173,7 | 0,13 | 0,09 | 0,1 |

La potencia absorbida por la resistencia de carga es

$$P = \sum P_n \approx 204,0 + 0,1 + 1,3 + 0,1 = 205,5 \text{ W}$$

Los armónicos de nivel superior aportan poca potencia, y pueden ser despreciados.

- c) El factor DAT de la corriente de carga se calcula aproximando la corriente eficaz de los armónicos mediante los primeros términos indicados en la anterior tabla

$$DAT = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (I_{n,ef})^2}}{I_{1,ef}} \approx \frac{\sqrt{(0,11)^2 + (0,36)^2 + (0,09)^2}}{4,52} = 0,087 = 8,7\%$$

Utilizando el desarrollo truncado en serie de Fourier de la tabla anterior, se subestima el factor DAT. Sin embargo, como la impedancia de la carga aumenta y las amplitudes de los armónicos en general disminuyen a medida que aumenta n, la aproximación anterior debería ser aceptable (hasta n = 100, se obtiene un DAT de 9,1%)

[Hart]

Modulación en modo de control de corriente (Por banda de histéresis).

En aplicaciones como conducción de servomotores DC y AC, es la corriente del motor (suministrada por el convertidor o inversor en conmutación) la que necesita ser controlada, aunque siempre se emplea un inversor en fuente de tensión (VSI).

Mediante el control de banda de tolerancia se obtienen las señales conmutadas para controlar la corriente de salida.

En la figura 11.50 se puede observar una corriente de referencia senoidal i_A, donde la corriente de fase actual es comparada con la banda de tolerancia alrededor de la corriente de referencia asociada con esa fase.

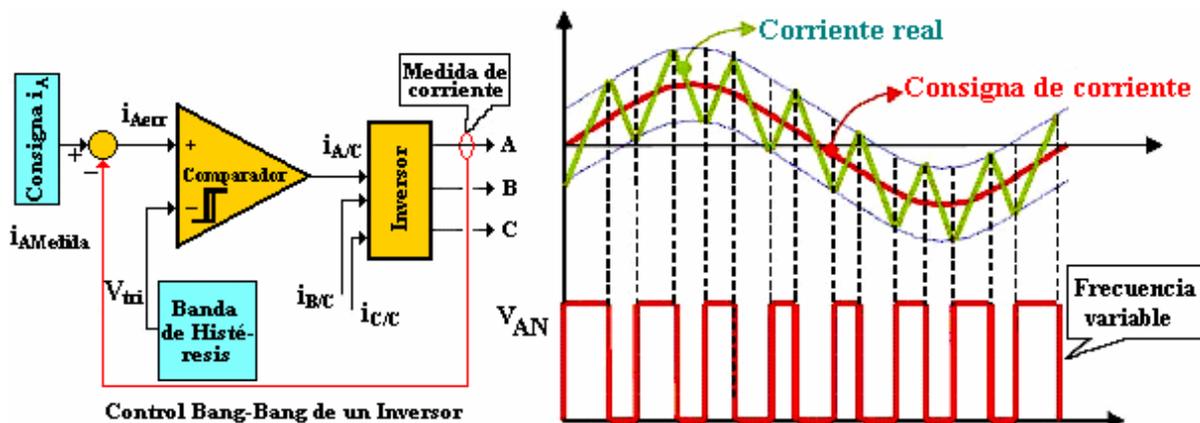


Fig. 11. 50 Control de la corriente por banda de tolerancia.

La frecuencia de conmutación depende de cómo de rápida cambia la corriente desde el límite superior al límite inferior y viceversa.

En la figura podemos observar el circuito de inversor en puente monofásico y su control correspondiente con las formas de onda asociadas para las bandas de histéresis deseadas.

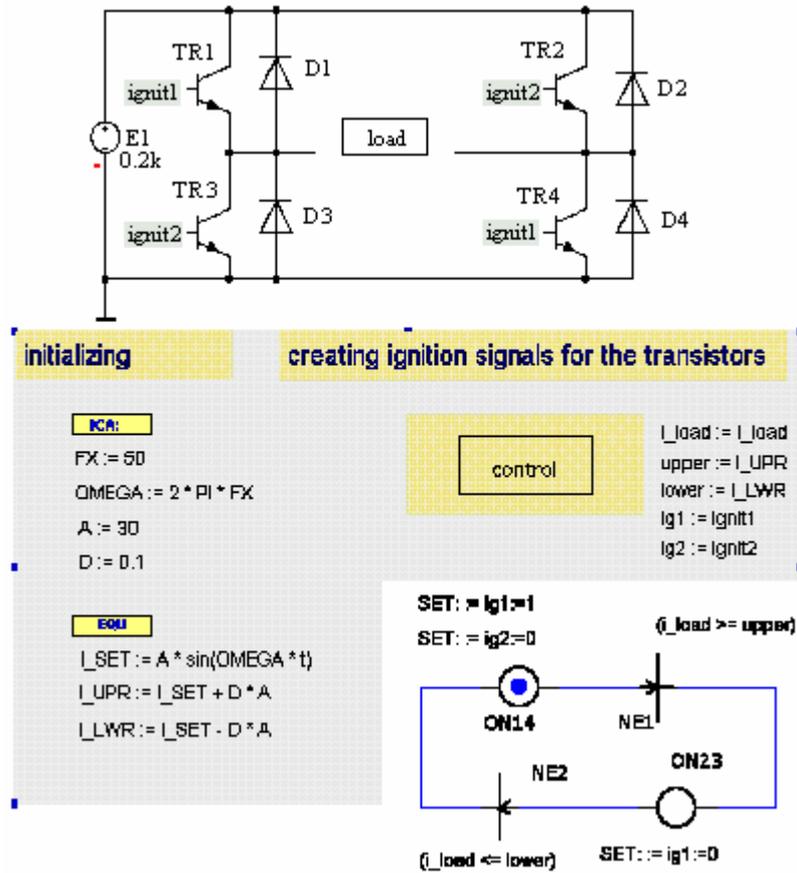
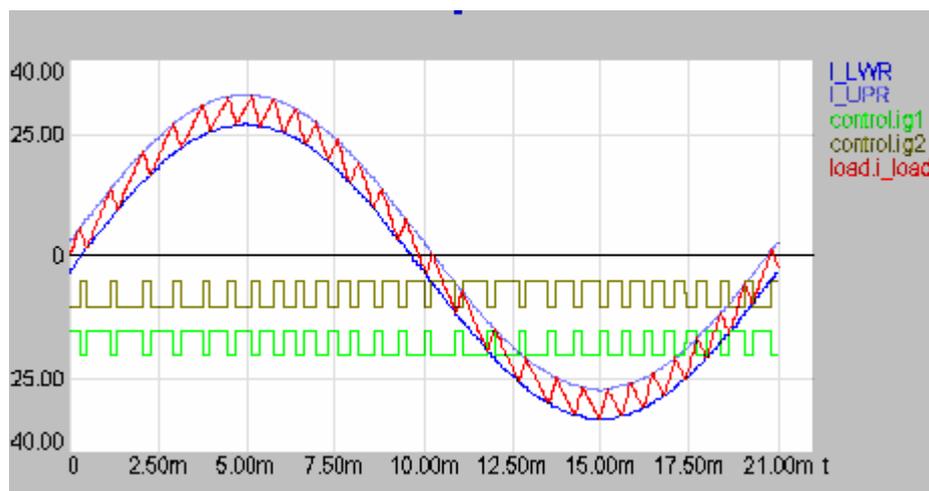


Fig. 11. 51 Inversor control por histéresis.



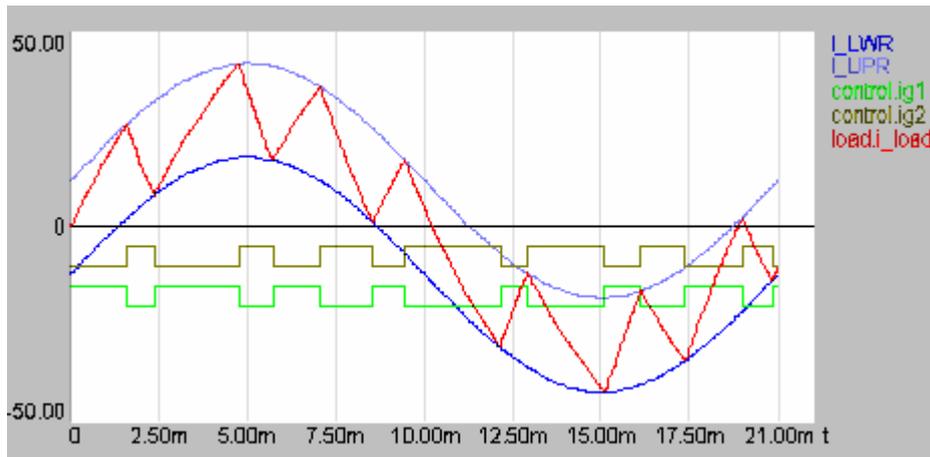


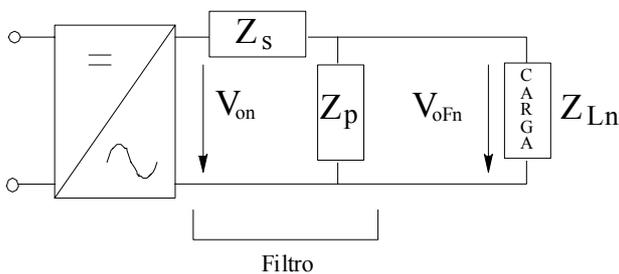
Fig. 11. 52 Formas de onda asociadas.

11.4 Filtrado

11.4.1 FILTRADO DE LA TENSIÓN DE SALIDA.

Cuando se requiere reducir la distorsión armónica de la tensión de salida de un inversor de frecuencia fija o poco variable, se dispone un filtro a la salida que permite el paso de la onda fundamental y se lo impide a los armónicos.

Casi todos los filtros empleados para este propósito tienen configuración en L y en la figura 11.53 se presenta el esquema generalizado.



Representación esquemática de un filtro y armónicos a eliminar por el filtro [11_5]

Fig. 11. 53 Esquema de conexión de un filtro.

La rama serie debe tener una baja impedancia a la frecuencia del fundamental para que no halla pérdidas de tensión y una alta impedancia a la frecuencia de los armónicos que se quieren eliminar. La rama paralelo debe comportarse de forma opuesta para no cargar al inversor con una intensidad de frecuencia igual a la del fundamental y para cortocircuitarse a la frecuencia de los demás armónicos.

Se llama **atenuación** del filtro para una determinada frecuencia, a la relación entre la tensión de salida y la de entrada a dicha frecuencia. Llamando Z_{sn} y Z_{pn} a la impedancia de las ramas serie y paralelo. Para el armónico de orden “n” y para funcionamiento en vacío se tiene:

$$atenuación = \frac{V_{oFn}}{V_{on}} = \frac{Z_{pn}}{Z_{sn} + Z_{pn}} \quad \text{E 11.29}$$

Z_{sn} y Z_{pn} dependen de la frecuencia considerada y por tanto, al igual que la atenuación, suele ser mayor para frecuencias más elevadas debido al comportamiento inductivo de Z_{sn} y capacitivo de Z_{pn} .

En caso de tener una cierta carga de impedancia Z_{Ln} , la atenuación mejora porque la impedancia paralelo Z'_{pn} a considerar sería el equivalente de Z_{pn} y Z_{Ln} :

$$Z'_{pn} = \frac{Z_{pn} \times Z_{Ln}}{Z_{pn} + Z_{Ln}}$$

siempre menor que Z_{pn} .

En la figura 11.54 se presentan algunos de los filtros en L más utilizados. Los que tienen en la rama serie una sola bobina tienen el inconveniente de que se pierde en ella tensión de la frecuencia fundamental. Los que tienen en la rama paralelo un condensador sólo tienen el inconveniente de que se deriva por él una parte de la intensidad de la frecuencia fundamental.

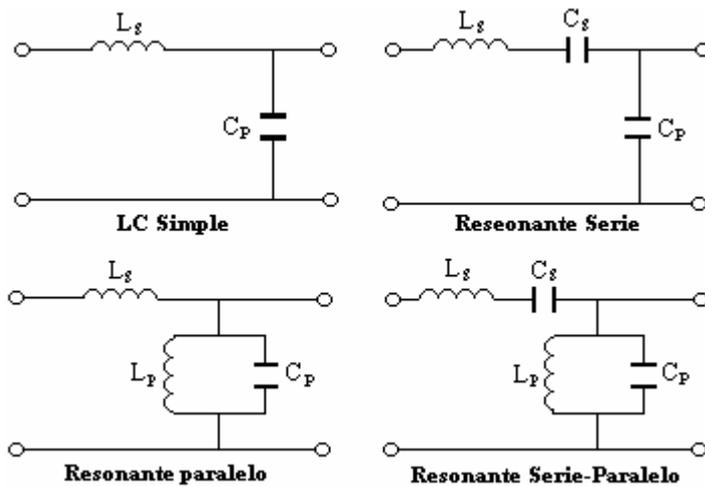


Fig. 11.54
Diversos tipos de filtros en “L”.

Ambos inconvenientes se pueden eliminar en los inversores de frecuencia fija utilizando ramas resonantes sincronizadas con la frecuencia fundamental de forma que a dicha frecuencia:

$$\omega_1 \times L_s = \frac{1}{\omega_1 \times C_s} \tag{E 11.30}$$

$$\omega_1 \times L_p = \frac{1}{\omega_1 \times C_p}$$

con lo que:

$$Z_{s1} = j\omega_1 L_s - j \frac{1}{\omega_1 C_s} = 0 \tag{E 11.31}$$

$$Z_{p1} = \frac{(j\omega_1 L_p) \left(-j \frac{1}{\omega_1 C_p} \right)}{(j\omega_1 L_p) + \left(-j \frac{1}{\omega_1 C_p} \right)} = \infty$$

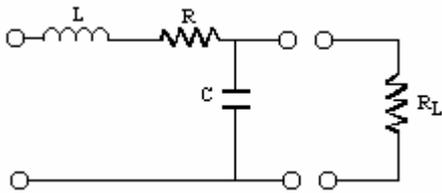
y por tanto, la caída de tensión en la rama serie es nula y el consumo de intensidad en la paralela también lo es.

La atenuación de un filtro de este tipo para un armónico de orden “n” puede deducirse sustituyendo en la ecuación [E 11.29] las expresiones de Z_{sn} y Z_{pn} para la frecuencia $n\omega_1$ y resulta:

$$\frac{V_{on}}{V_{Fn}} = \frac{1}{1 - \left(n - \frac{1}{n} \right)^2 \frac{C_p}{C_s}} \tag{E 11.32}$$

11.4.2 DISEÑO DE UN FILTRO DE TENSION.

Para diseñar un filtro de tensión a la salida de un inversor y para el caso genérico de que R_L sea mucho mayor que R hacemos las siguientes consideraciones:



- La ganancia $G \approx 1$.
- La pulsación ω_n toma el valor:

$$\omega_n \approx \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Fig. 11. 55

- Para el factor de amortiguamiento ε tomamos:

$$\varepsilon \approx \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

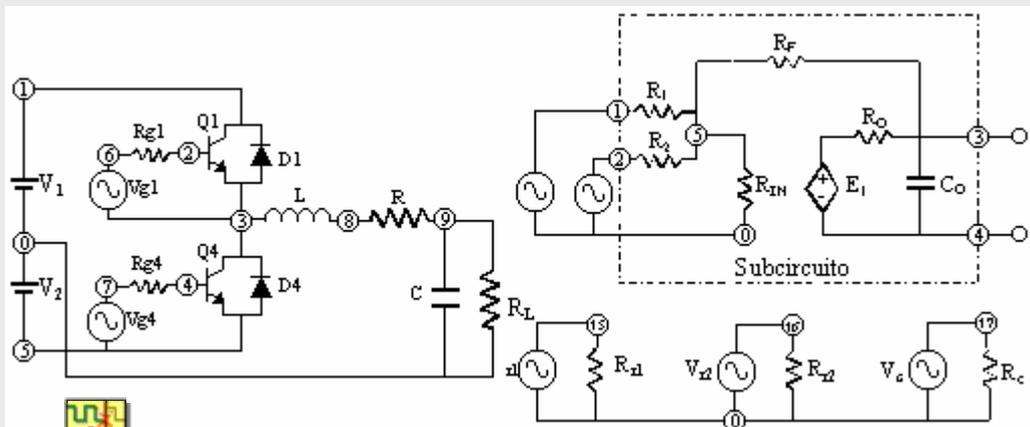
- La definición de estos parámetros también puede hacerse teniendo en cuenta lo siguiente:

- R_L/R suele ser mayor que diez.
- R suele tener un valor pequeño, el suficiente para que $0.4 < \varepsilon < 0.7$.
- Cuando R_L disminuye ocurre que:
 - G disminuye (se atenúa el armónico principal).
 - ω_n aumenta (disminuye la atenuación de los armónicos de alta frecuencia no deseados).
 - ε aumenta (el sistema se hace más amortiguado, más estable, pero atenúa la magnitud del armónico principal).
 - La frecuencia de esquina viene determinada por $\omega_n = 1/T$, $f = \omega_n/2\pi$.



PROBLEMA 11.13

Simular con Pspice el circuito inversor de batería de toma media de la figura al que se le aplica un circuito de control que produce una modulación en anchura de un pulso por semiperíodo.



Problema11_13.cir

...
 Datos para la simulación:

| | |
|--------------------------------|------------------------|
| Índice de modulación $M = 0.6$ | $R = 0.4 \Omega$ |
| $A_C = 50 \text{ V.}$ | $L = 0.1 \text{ H.}$ |
| $R_L = 100 \Omega$ | $C = 10 \text{ mF.}$ |
| $R_{g1} = R_{g2} = 100 \Omega$ | $V_2 = 100 \text{ V.}$ |
| $f = 60 \text{ Hz.}$ | $V_1 = 100 \text{ V.}$ |

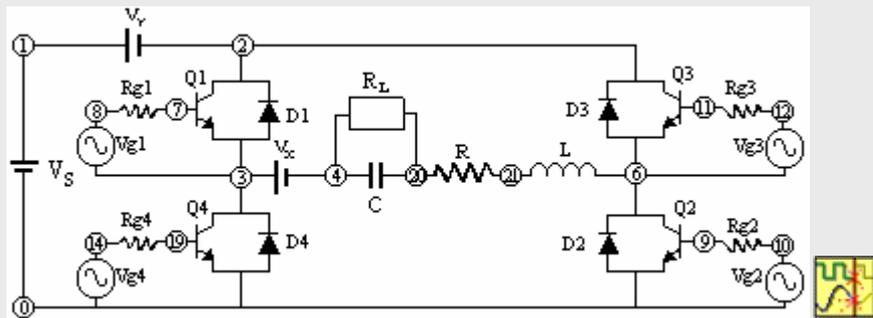
Los valores para el circuito de control son los mismos que para ejemplos anteriores.

a) Obtener las siguientes gráficas: Tensión antes del filtro. Tensión después del filtro y análisis espectral de esta tensión. Intensidad por D_1 .

PROBLEMA 11.14

Dado el circuito inversor de la figura, se pide diseñar y calcular el filtro de tensión que presenta entre los nudos (4) y (6). Los valores de los componentes tomados para el puente inversor son los mismos que para el problema 11.11.

Se debe controlar la tensión de salida con un circuito comparador como el del problema 11.13 que proporcione una modulación senoidal con cinco pulsos por semiperíodo y un índice de modulación $M = 0.9$. Los valores de los componentes del circuito comparador se tomarán del ejemplo 11.11.



PSpice
 Problema11_14.cir

Como especificaciones tenemos que: $f = 600 \text{ Hz.}$ y $R_L = 100$

Asimismo obtener las gráficas: Tensión antes del filtro. Tensión después del filtro. Análisis espectral de la tensión de salida. Listado para la simulación.

Solución:

Para diseñar el filtro de tensión utilizaremos el método expuesto en teoría. Suponiendo un valor $\omega_n = 4200^\circ$, asignando un valor a $R = 0.4 \Omega$ (R debe ser mucho menor que R_L) y tomando $\varepsilon = 0.6$ (donde $0.4 < \varepsilon < 0.7$) tenemos que:

$$\varepsilon = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} = 0.6 \Rightarrow 1.2 = R \sqrt{\frac{C}{L}} \Rightarrow \left(\frac{1.2}{0.4}\right)^2 = \frac{C}{L} \Rightarrow C = 9L$$

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow LC = \frac{1}{\omega_n^2} \Rightarrow C = \frac{1}{L\omega_n^2}$$

igualando ambas ecuaciones:

$$9L = \frac{1}{L\omega_n^2} \Rightarrow L^2 = \frac{1}{9\omega_n^2} \Rightarrow L = \sqrt{\frac{1}{9\omega_n^2}}$$

...

...

y como $\omega_n = 4200^\circ = 73.30 \text{ rad/seg}$. Tenemos finalmente que:

$$L = 4.54 \text{ mH}$$

$$C = 40.92 \text{ }\mu\text{F}$$

$$R = 0.4 \text{ }\Omega$$

Las gráficas más significativas se muestran a continuación:

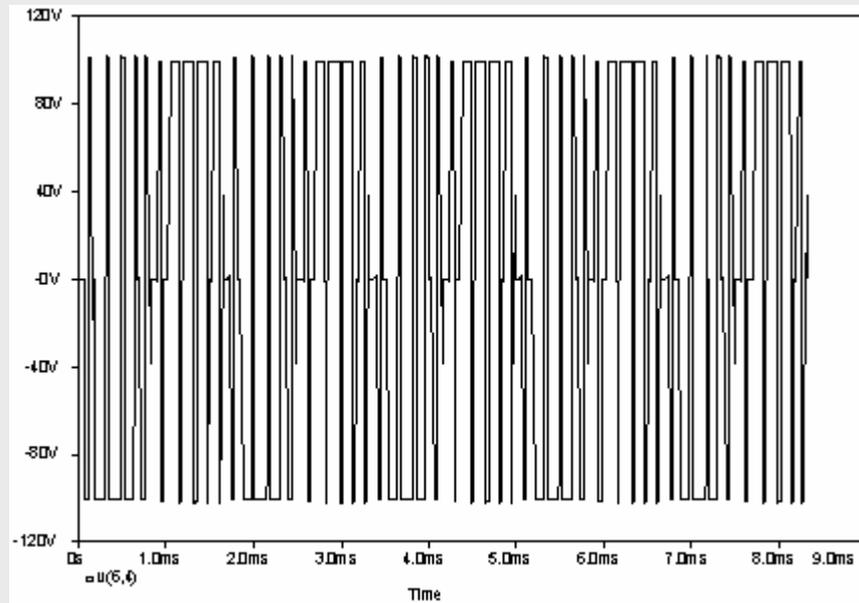


Fig. 11. 57 Tensión de salida sin filtro.

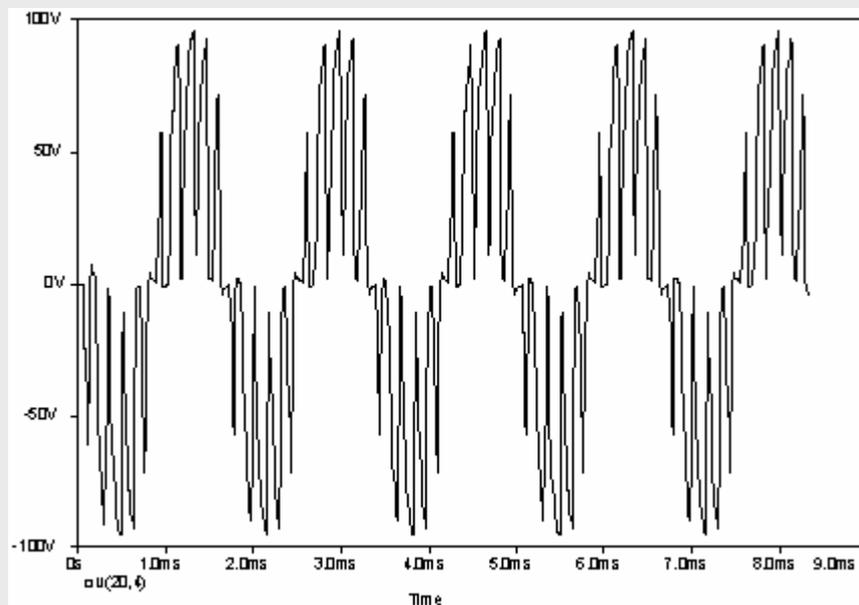


Fig. 11. 57 Tensión de salida después del filtro.

Comparando las figuras 11.56 y 11.57 podemos ver el efecto que produce el filtro en la reducción de picos de tensión. La supresión de los armónicos $n^{\circ}3$ y $n^{\circ}5$ es un efecto producido por la modulación senoidal. La atenuación que produce el filtro sobre el resto de los armónicos será comprobable con la simulación del ejemplo sin filtro y comprobando que dichos armónicos (superiores al quinto) tienen una amplitud ligeramente mayor.

Para eliminar el filtro basta con introducir un asterisco "*" al principio de cada línea que deseemos eliminar.



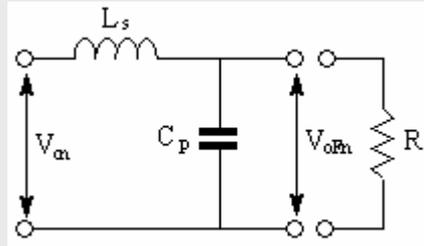
Recordamos que si se desea eliminar algún componente para la simulación habrá que reajustar el valor de los nudos en el listado.

PROBLEMA 11.15

Diseña un filtro LC pasabajo para un inversor en puente monofásico con control PWM senoidal con once pulsos por semiperíodo para que la amplitud del componente armónico de orden once no exceda del 4% siendo el coeficiente de Fourier de éste armónico $b_{11} = 0.601$. La tensión de salida es $V_o = 240$ V, la frecuencia $f = 50$ Hz y la intensidad de salida $I_o = 16$ A siendo la carga resistiva.

Solución:

El filtro LC se muestra en la figura:



y su ecuación de definición viene dada por:

$$\frac{V_{on}}{L_s + C_p // R} = \frac{V_{ofn}}{C_p // R}$$

$$\frac{V_{ofn}}{V_{on}} = \frac{L_s + C_p // R}{C_p // R} = \frac{1}{(1 - \omega^2 CL) + \frac{j\omega L}{R}}$$

La frecuencia de resonancia debe ser mayor a 50 Hz y no ser múltiplo de ésta para no afectar al fundamental, tomamos, por ejemplo, $f_r = 140$ Hz y tendremos:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s \times C_p}} \quad L_s C_p = \frac{1}{(2\pi \times 140)^2} = 1.29 \times 10^{-6}$$

El valor de la resistencia es:

$$R = \frac{240}{16} = 15 \Omega$$

La frecuencia del armónico del orden 11 es $f_{11} = 550$ Hz y su amplitud es:

$$V_{11} = b_{11} \times V_o = 0.601 \times 240 = 144.24 V$$

que debe ser atenuada por el filtro hasta el 4% de la tensión de salida, es decir, hasta:

$$V_{ofn} = \frac{240 \times 4}{100} = 9.6 V$$

sustituyendo estos datos en la ecuación de definición del filtro tendremos:

$$\frac{V_{ofn}}{V_{on}} = \frac{9.6}{144.24} = \frac{1}{1 - \left[(2\pi \times 550)^2 \times 1.29 \times 10^{-6} \right] + \left[j2\pi \times 550 \frac{L_s}{15} \right]}$$

...

de donde despejando, $L_S = 0.018$ H. Por tanto, el condensador presentará una capacidad:

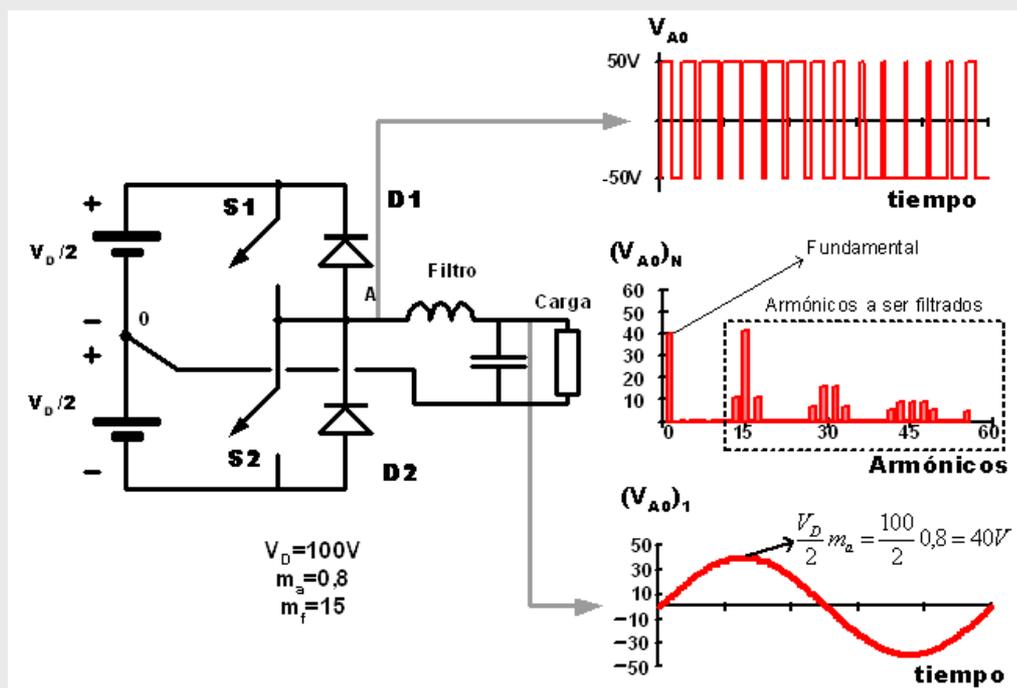
$$C_p = \frac{1.29 \times 10^{-6}}{0.018} = 72 \mu F$$

PROBLEMA 11.16

Inversor semipunte (medio puente). Modulación bipolar

La figura muestra un inversor en medio puente con modulación "PWM". Para obtener una alimentación con un punto medio se han utilizado dos fuentes de tensión continua. En las prácticas se utilizarán dos condensadores exteriores iguales. El tamaño de estos condensadores deberá ser lo suficientemente grande para que la tensión a través de ellos pueda considerarse constante.

La tensión obtenida en los terminales V_{A0} variará entre $V_D/2$ y $-V_D/2$ con una secuencia que dependerá de la señal de control y la señal triangular. Los resultados mostrados en la figura han sido obtenidos con un índice de modulación en amplitud de "0,8" y un índice de modulación en frecuencia "15". Como puede comprobarse en esa misma figura, los armónicos de V_{A0} aparecen en las cercanías de la frecuencia de la señal triangular. Además dada la simetría de la tensión solo tiene armónicos impares.



Las posibles combinaciones serán:

- S_1 cerrado y S_2 abierto.
- S_1 abierto y S_2 cerrado.
- S_1 abierto y S_2 abierto. (solo transiciones).

Queremos obtener una señal alterna de 50Hz en la carga, y los valores elegidos para R y L son $R = 30\Omega$ y $L = 78mH$ y se utilizará una señal triangular de 5KHz, como 'portadora'.

...

...

Solución:

Como sabemos una carga formada por una resistencia y una bobina o inductancia en serie, se comportan como un filtro paso bajo, por tanto primeramente comprobaremos que la frecuencia de trabajo (50Hz) se encuentra por debajo de la frecuencia de corte de dicho filtro, para no atenuarla. Para ello calcularemos la frecuencia de corte del filtro.

A la frecuencia de corte sabemos que $X_L = R$, donde $X_L = W \cdot L$ por tanto:

$W \cdot L = R$, como conocemos R y L podemos obtener W:

$$W = \frac{R}{L} = \frac{30}{78 \cdot 10^{-3}} = 384'61 \text{ rad/s}$$

Y como:

$$W = 2 \cdot \Pi \cdot f \quad \text{despejando } f \text{ tenemos } \rightarrow f = \frac{384'61}{2 \cdot \Pi} = 61'2 \text{ Hz}$$

Por tanto, comprobamos que para la frecuencia de trabajo de 50 Hz estamos cerca de la frecuencia de corte y la señal será atenuada.

Si comprobamos la frecuencia de corte simulando el circuito mediante Pspice, podemos comprobar que para aproximadamente una caída de 3dB obtenemos una frecuencia de 61'2 Hz. Tenemos una caída de tensión de 2 dB aproximadamente (20'4%), la cual tenemos que tener en cuenta.

- CALCULO DE V_A (Señal media)

Datos: $V_D = 100 \text{ V}$; $V_{TRI} = \pm 10\text{V}$, 5KHz; $V_{CONTROL} = \pm 5\text{V}$, 50Hz;

$$\text{Como sabemos } V_A = m_a \cdot V_D/2 = \frac{V_{CONTROL}}{V_{TRI}} \cdot V_{CC} = \frac{5}{10} \cdot 50 = 25 \text{ V}$$

Por tanto en la resistencia de carga obtendremos una onda senoidal de amplitud 25 voltios menos la caída de tensión provocada por el filtro, o sea **19.9 V** y una frecuencia igual a la de control (50Hz).

$$\text{Si despreciamos } L \rightarrow I_{Rcarga} = \frac{V_A}{R} = \frac{19'9}{30} = 0.633 \text{ A}$$

- CALCULO DE V_A (señal maxima)

Datos: $V_D = 100 \text{ V}$

$V_{TRI} = \pm 10\text{V}$, 5KHz;

$V_{CONTROL} = \pm 10\text{V}$, 50Hz;

$$V_A = m_a \cdot V_D/2 = \frac{V_{CONTROL}}{V_{TRI}} \cdot V_{CC} = \frac{10}{10} \cdot 50 = 50 \text{ V}$$

Por tanto en la resistencia de carga obtendremos una onda senoidal de amplitud 50 voltios menos la caída de tensión provocada por el filtro, o sea **39'8 V** y una frecuencia igual a la de control (50Hz).

$$I_{Rcarga} = \frac{V_A}{R} = \frac{39'8}{30} = 1'32 \text{ A}$$

...

...

A continuación se muestra una imagen real tomada con el osciloscopio para una señal triangular de 500 Hz y 5 KHz respectivamente. En estas imágenes se muestra la tensión en la carga sin filtro y la corriente con filtro.

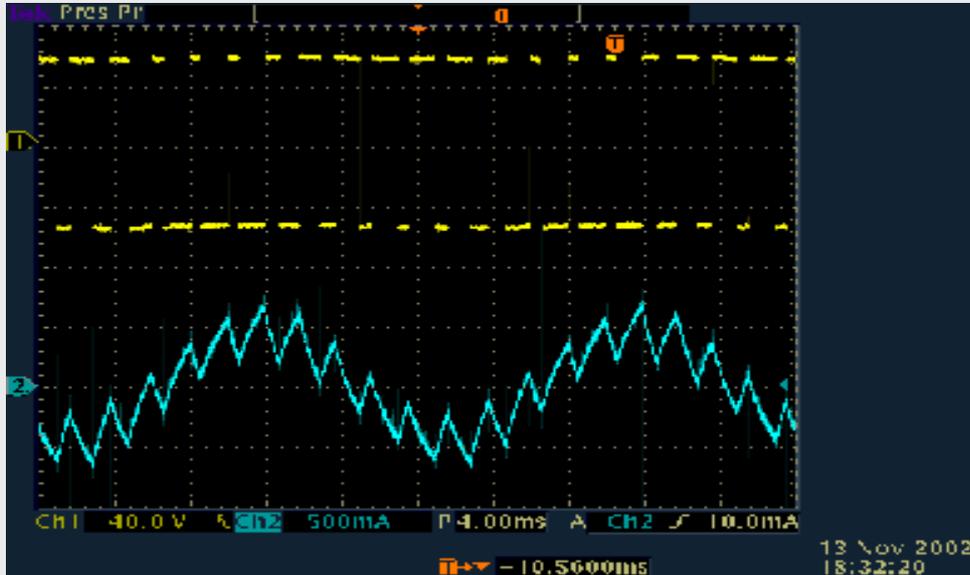


Fig. 11. 59 Con señal triangular de 500 Hz

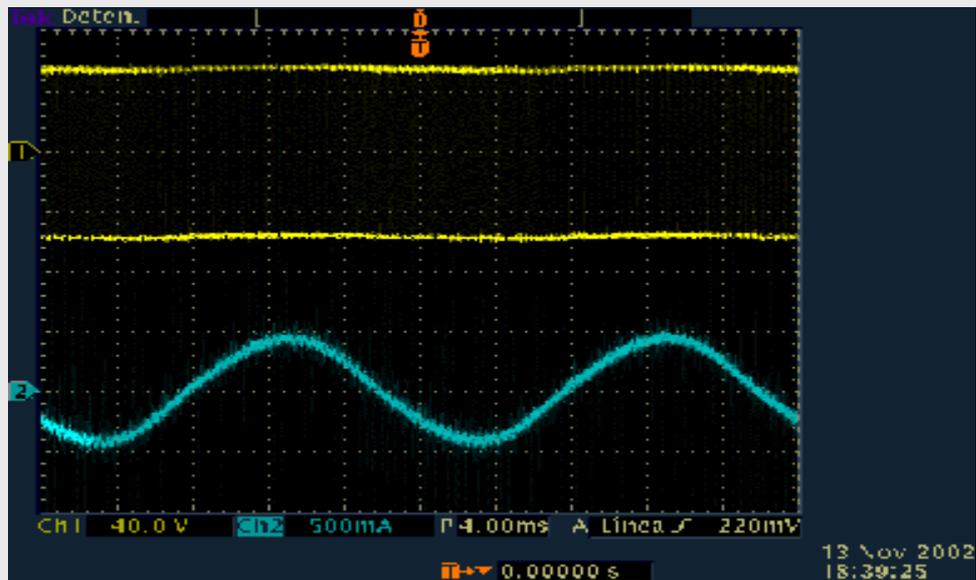
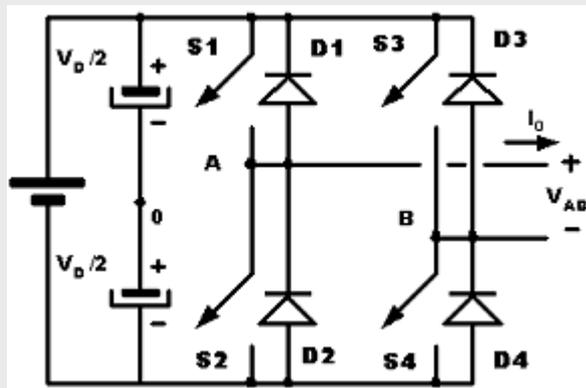


Fig. 11. 59 Con señal triangular de 5 KHz:

[Cortesía de la Univ. Politécnica de Cartagena]

PROBLEMA 11.17

Inversor puente completo 2 niveles



En esta topología no es necesario que la alimentación en continua disponga de punto medio (0). Las tensiones instantáneas en los semipuentes (V_{A0} y V_{B0}) son iguales pero de signo contrario (figura 11.60), por lo que al restarlas para obtener la tensión V_{AB} se obtiene una tensión similar a V_{A0} pero de valor doble.

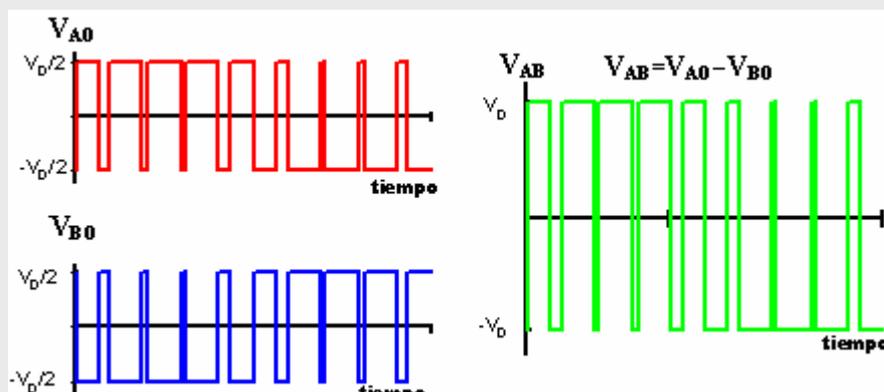


Fig. 11. 60 Tensión V_{AB} , V_{A0} , V_{B0} .

Queremos obtener una señal alterna de 50Hz en la carga, y los valores elegidos para R y L son $R = 30\Omega$ y $L = 78\text{mH}$ y se utilizará una señal triangular de 5KHz, como 'portadora'.

Solución:

A la frecuencia de corte sabemos que $X_L = R$, donde $X_L = \omega \cdot L$ por tanto:

$\omega \cdot L = R$, como conocemos R y L podemos obtener ω :

$$\omega = \frac{R}{L} = \frac{30}{78 \cdot 10^{-3}} = 384'61 \text{ rad/s}$$

Y como:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f \text{ despejando } f \text{ tenemos } \rightarrow f = \frac{384'61}{2 \cdot \pi} = 61'2 \text{ Hz}$$

Por tanto, comprobamos que para la frecuencia de trabajo de 50 Hz estamos cerca de la frecuencia de corte y la señal será atenuada.

Si comprobamos la frecuencia de corte simulando el circuito mediante Pspice, podemos comprobar que para aproximadamente una caída de 3dB obtenemos una frecuencia de 61'2 Hz. Tenemos una caída de tensión de 2 dB aproximadamente (20'4%), la cual tenemos que tener en cuenta.

...

- CALCULO DE V_A (Señal media)

Datos: $V_D = 100 \text{ V}$; $V_{\text{TRI}} = \pm 10\text{V}$, 5KHz; $V_{\text{CONTROL}} = \pm 5\text{V}$, 50Hz;

Como sabemos $V_A = m_a \cdot V_D = \frac{V_{\text{CONTROL}}}{V_{\text{TRI}}} \cdot V_{\text{CC}} = \frac{5}{10} \cdot 100 = 50 \text{ V}$

Por tanto en la resistencia de carga obtendremos una onda senoidal de amplitud 50 voltios menos la caída de tensión provocada por el filtro, o sea **39'8 V** y una frecuencia igual a la de control (50Hz).

Si despreciamos $L \rightarrow I_{\text{Rcarga}} = \frac{V_A}{R} = \frac{39'8}{30} = 1'32 \text{ A}$

- CALCULO DE V_A (señal maxima)

Datos: $V_D = 100 \text{ V}$; $V_{\text{TRI}} = \pm 10\text{V}$, 5KHz; $V_{\text{CONTROL}} = \pm 10\text{V}$, 50Hz;

$$V_A = m_a \cdot V_D = \frac{V_{\text{CONTROL}}}{V_{\text{TRI}}} \cdot V_{\text{CC}} = \frac{10}{10} \cdot 100 = 100 \text{ V}$$

Por tanto en la resistencia de carga obtendremos una onda senoidal de amplitud 100 voltios menos la caída de tensión provocada por el filtro, o sea **79'6 V** y una frecuencia igual a la de control (50Hz).

$$I_{\text{Rcarga}} = \frac{V_A}{R} = \frac{79'6}{30} = 2'65 \text{ A}$$

A continuación se muestra una imagen real tomada con el osciloscopio para una señal triangular de 500 Hz y 5 KHz respectivamente. En estas imágenes se muestra la tensión en la carga sin filtro y la corriente con filtro.

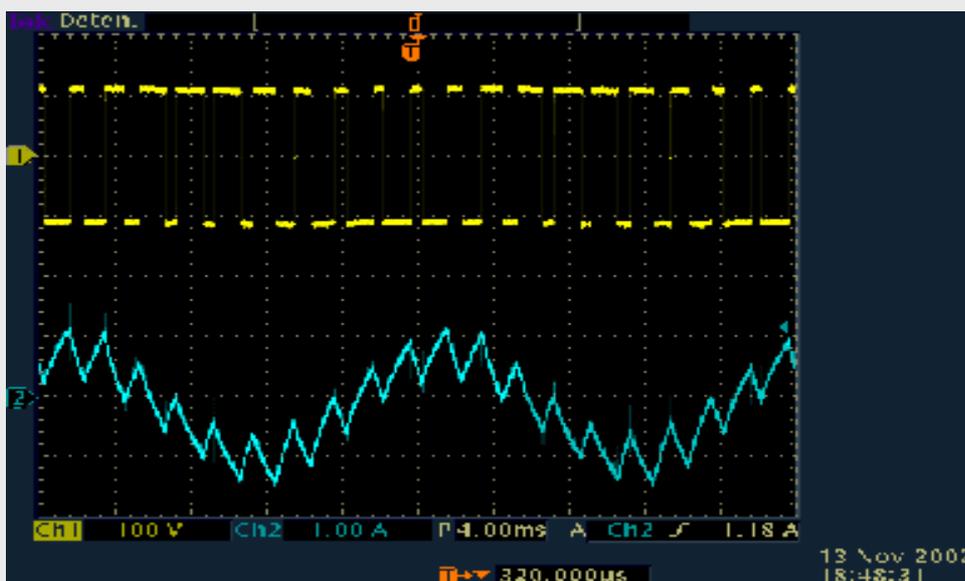


Fig. 11. 61 Con señal triangular de 500 Hz:

...

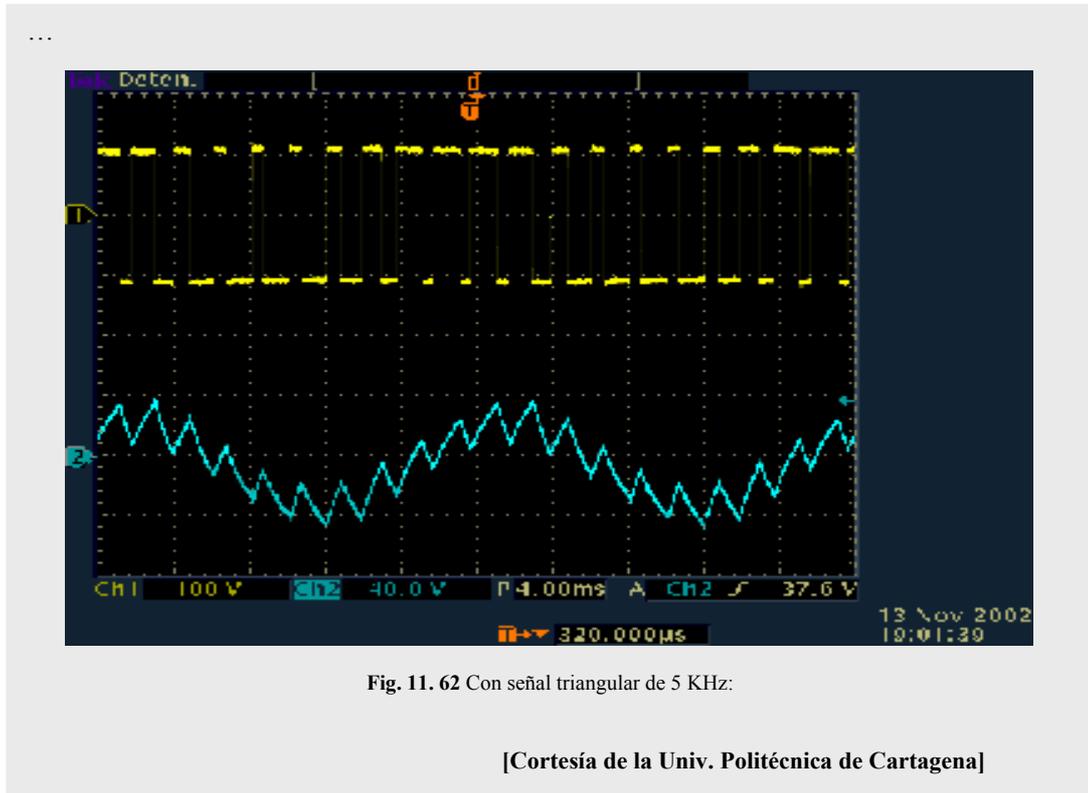


Fig. 11. 62 Con señal triangular de 5 KHz:

[Cortesía de la Univ. Politécnica de Cartagena]

11.5 Inversor como fuente de intensidad

En los inversores vistos hasta ahora los circuitos de potencia se comportaban frente a la carga como una fuente de tensión que, al menos teóricamente, no cambia la forma de onda de la tensión de salida ni su valor al variar la carga y sí lo hace la intensidad de salida fluctuando de positivo a negativo y viceversa. Por el contrario, en el circuito inversor como fuente de intensidad no existe este efecto ya que tiene como entrada una fuente de este tipo y la intensidad de salida se mantiene constante independientemente de la carga.

En la figura 11.63, se muestra un inversor monofásico de este tipo en donde la bobina L debe tener un valor muy alto para que la intensidad se mantenga constante, siendo los diodos D_1 , D_2 , D_3 y D_4 , dispuestos en serie con los transistores, utilizados para bloquear las tensiones inversas en los transistores.

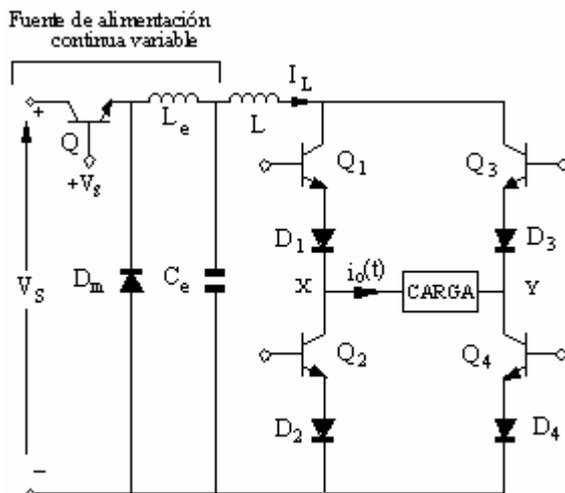


Fig. 11. 63 Inversor en fuente de corriente.

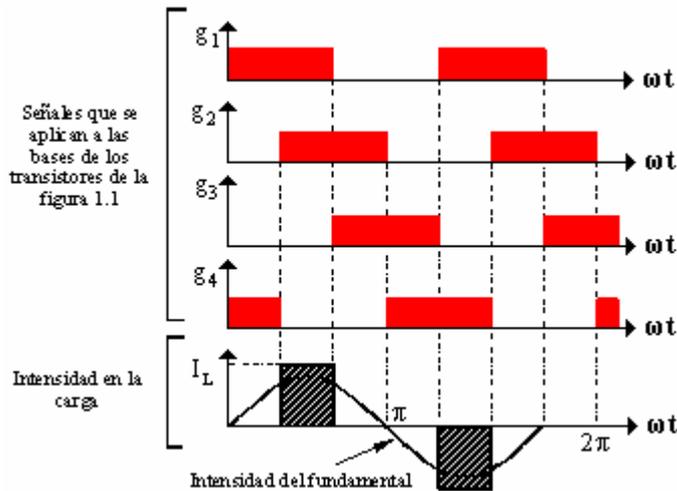


Fig. 11. 64
Formas de onda en el inversor.

11.6 Aplicaciones

Actualmente existen multitud de aplicaciones para los convertidores DC/AC. Entre ellas puede citarse el control de motores de corriente alterna, donde se hace necesario un rectificador controlado para convertir a continua la señal alterna y regular la potencia entregada al motor, para después volver a ondular la señal mediante un inversor.

La velocidad de un motor de inducción se puede controlar ajustando la frecuencia de la tensión aplicada. La velocidad síncrona ω_s de un motor de inducción está relacionado con el número de polos, p , y la frecuencia eléctrica aplicada, ω , por la expresión:

$$\omega_s = \frac{2\omega}{p}$$

El deslizamiento, s , se define en términos de la velocidad del rotor ω_r :

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$$

El par es proporcional al deslizamiento

Si se cambia la frecuencia eléctrica aplicada, la velocidad del motor cambiará proporcionalmente. Sin embargo, si la tensión aplicada se mantiene constante al disminuir la frecuencia, el flujo magnético en el entrehierro aumentará hasta el punto de saturación. Es aconsejable mantener el flujo en el entrehierro constante e igual a su valor nominal. Esto se consigue variando la tensión aplicada a de forma proporcional a la frecuencia. La relación entre la tensión aplicada y la frecuencia aplicada debería ser constante:

$$\frac{V}{f} = \text{constante}$$

La siguiente figura presenta el diagrama de bloques de un sistema de control de motor c.a. de inducción.

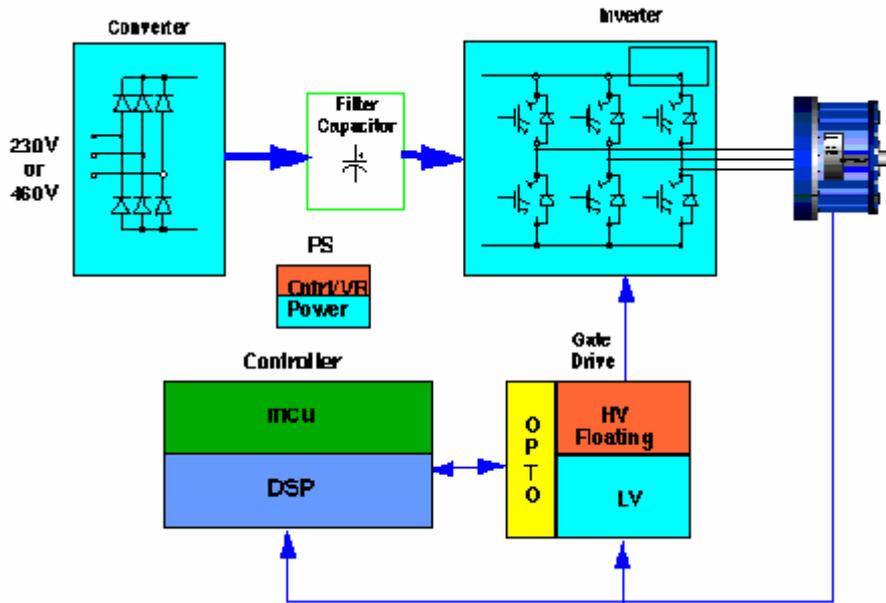


Fig. 11. 65
Control de motor C.A.

Sin embargo, las dos aplicaciones que se han considerado como más generalizadas en la actualidad son los *sistemas de alimentación ininterrumpida de C.A.* y los *sistemas de conversión de energía fotovoltaica.*

Los sistemas de alimentación ininterrumpida (S.A.I. o U.P.S.) se encargan a grosso modo de proveer de energía a una instalación cuando falla la tensión de red y constan de tres partes esencialmente. La primera es específicamente un rectificador que se encarga de alimentar las baterías de C.C. cuando la tensión de red no está cortada. La segunda parte es el inversor que se necesita para convertir la energía de la batería a alterna, siendo la tercera parte del sistema los interruptores necesarios para aislar al inversor de la red.

11.6.1 SISTEMAS DE CONVERSIÓN DE ENERGIA FOTOVOLTAICA.

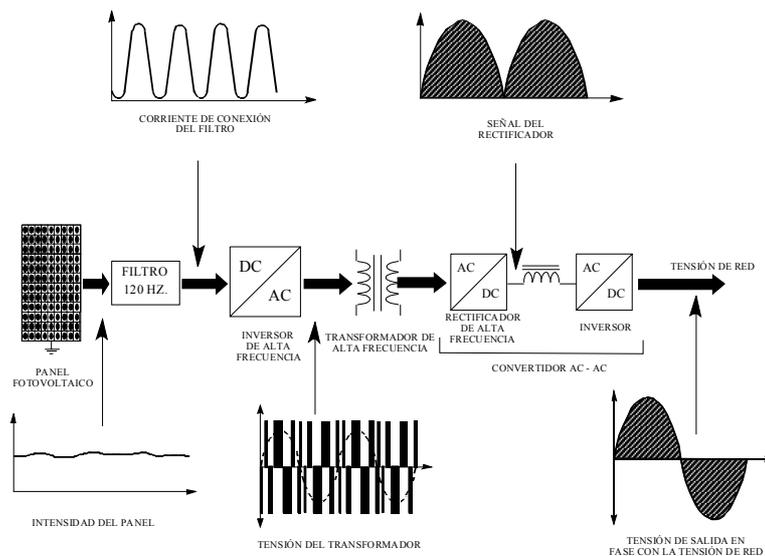


Fig. 11. 66
Esquema de conversión de potencia en conexión de alta frecuencia.

En un sistema fotovoltaico residencial (de unos pocos kilowatios) la potencia disponible, que varía con la radiación solar y la temperatura, se convierte con un inversor a la tensión alterna de la línea de consumo. La carga del consumidor se conecta al terminal de alterna y en días de sol, la potencia solar

abastece al consumidor y la sobrante se devuelve a la línea de consumo; en días nublados o después del ocaso, la línea de consumo es la que abastece a la carga.

Este apartado describe un control mediante microprocesador de un sistema fotovoltaico residencial, donde el microprocesador es el responsable del control de la potencia alterna de salida de acuerdo con el sistema generador de la potencia continua, manteniendo una condición de factor unidad en el terminal de alterna. El microprocesador tiene también las funciones de detectar la potencia máxima y mantener al inversor operando dentro de una zona segura de tensión e intensidad.

El esquema de conversión de potencia usado en los sistemas actuales se muestra en la figura 11.66.

Básicamente la potencia continua es convertida a la línea a través de una conexión por transformador de alta frecuencia. La tensión continua fotovoltaica se convierte primero a alta frecuencia mediante un inversor que se acopla mediante transformador a un convertidor AC/AC para obtener la intensidad de la línea de consumo.

El convertidor AC/AC consta de un rectificador de alta frecuencia, un filtro y un inversor tal y como se muestra en la figura 11.66 en la que se indica también las formas de onda de los diferentes estados de conversión. Comparado con el diseño convencional de conmutación aislado, el diseño de conexión de alta frecuencia usado aquí permite una considerable reducción en peso del convertidor de potencia y suavizar la fabricación de la señal de intensidad senoidal de salida en fase con la tensión de línea.

Naturalmente, la conversión de potencia multietapa es algo más cara e influye negativamente en el rendimiento del convertidor. El aislamiento eléctrico en una conexión de alta frecuencia es esencial debido a que permite un sistema de fácil conexión con tierra, flexibilidad en la elección del rango de tensión del montaje, un sistema aislante de utilidad en caso de fallo y protección del personal.

El circuito de potencia está detallado con el diagrama de bloques del controlador y se muestra en la figura 11.67.

El sistema de tensión continua variable se convierte a alterna de alta frecuencia con un inversor en puente completo con transistores, el cual opera en un rango de frecuencia de 10 - 16 KHz.

La tensión alterna tiene en la conexión de alta frecuencia un control PWM que la modula senoidalmente hasta conseguir una señal de 50 Hz. La señal PWM de alta frecuencia se rectifica con un puente de diodos el cual después de filtrar las componentes portadoras tiene la forma de onda de un rectificador en puente. La intensidad resultante de la conexión AC/DC es mandada alternativamente por el inversor que está alimentado por la línea de alterna para que esté en fase con la tensión. El inversor de alta frecuencia con el rectificador y el filtro en L se considera una conexión de alta frecuencia "*c.c.-c.c. buck chopper*" donde los transistores son controlados para sintetizar un rectificador en puente en la conexión de continua.

El chopper opera como un rectificador de onda completa y contador de señal EMF grabado por la inversión de polaridad del inversor. En vista de que la potencia a la frecuencia del fundamental de la señal de salida del convertidor ha de compensar la salida, la corriente del sistema fluctúa con un armónico de orden dos elevado. Se ha dispuesto un filtro por condensador de alta capacidad para suavizar la intensidad del sistema.

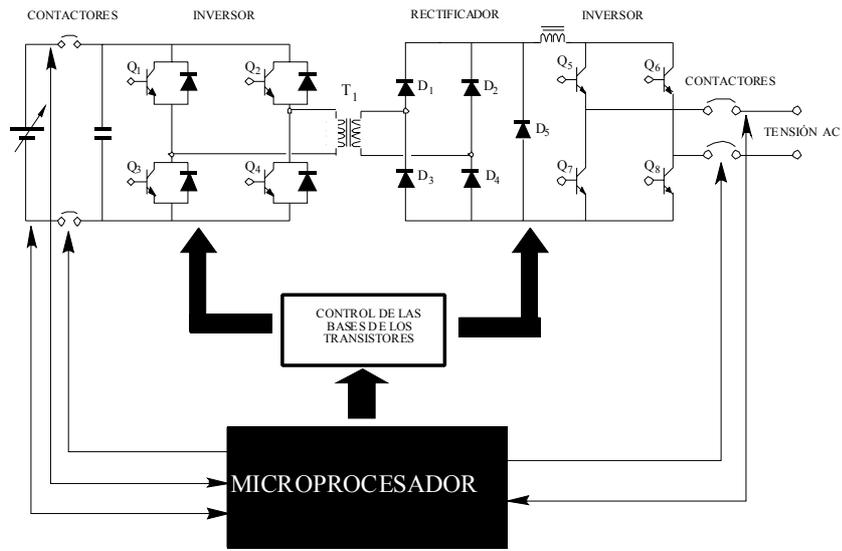


Fig. 11. 67 Circuito de potencia con controlador.



Bibliografía básica para estudio

HART, Daniel W. *Electrónica de Potencia*. Ed. Prentice Hall. Madrid 2001. ISBN 84-205-3179-0

RASHID, M. H. *Electrónica de Potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Ed. Prentice Hall Hispanoamericana, S.A. México 1995.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS W. P. *Power electronics: Converters, Applications and design*. Ed. John Wiley & Sons, Inc., 1989.

MOHAN NED, UNDELAND TORE, ROBBINS WILLIAN P. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. Ed. John Wiley&Son, 1989.

Bibliografía ampliación

FINNEY, David. *The Power Thyristor and its applications*. Ed. McGraw Hill, cop, Londres, 1980.

FISHER, M. *Power electronics*. PWS-KENT, 1991

GARCÍA, J. C. *Herramienta virtual para generación de secuencias de disparo en inversores modulados*. P. F. Carrera U. P. Cartagena.

GUALDA, J. A.; MARTÍNEZ, P. M. *Electrónica Industrial, Técnicas de Potencia*. Serie Electrónica de la Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales de Madrid. 2ª Edición. Marcombo, 1992

HERRANZ ACERO, G. *Electrónica industrial II. Sistemas de Potencia*. 2ª Edición. Servicio de publicaciones Escuela Técnica Superior de Telecomunicación, 1990

KIJELD THORBORG. *Power Electronics*. Ed. Prentice-Hall International.

LANDER, C. *Power electronics*. Ed. McGraw-Hill, 1993.

LORENZO, S.; RUIZ, Jose M., MARTÍN, A.; VALENTÍN, E. L. *Convertidores cc/ca (versión básica) PECADS. II*. Ed. Edibon S.A.

RASHID, M. H. *Power electronics. Circuits, devices and applications*. Ed. Prentice-Hall International, 1993.

RASHID, M. H. *Spice for circuits and electronics using Pspice*. Ed. Prentice-Hall International, 1990