

## **TRABAJO DE FIN DE GRADO**

# **Diseño del sistema de control de velocidad de un motor asíncrono trifásico con Arduino.**

Grado en ingeniería electrónica industrial y  
automática

**Año académico:** 2018/2019

**Autor:** Sandra Beatriz Abreu Luis

**Tutor:** José Francisco Gómez González



## 0. Resumen

### 0.1 Resumen

En este proyecto se ilustrará el diseño de un sistema de control de velocidad de un motor asíncrono trifásico comercial. Se diseñará el esquema eléctrico y electrónico del circuito con objeto de llevar a cabo la labor de control y de potencia. Para lo que habrá que diseñar el circuito rectificador e inversor, basados en electrónica de potencia. También se realizará el diseño del esquema de control del inversor-rectificador basado en un sistema Arduino. El sistema será abierto, de tal forma que en el Arduino se pueda implementar diferentes protocolos de control, por ejemplo, control vectorial. Se hará uso de una serie de simulaciones para validar sus funciones y aplicaciones.

### 0.2 Abstract

The objective of this project is to illustrate the design of an asynchronous commercial motor engine speed control system and the power system. This project will illustrate the design of a speed control system for a commercial three-phase asynchronous motor. The electrical and electronic diagram of the circuit will be designed to carry out the control work. For which it will be necessary to design the rectifier circuit and inverter circuit, its circuits are based on the power electronics. The design of the inverter-rectifier control scheme based on an Arduino system is also explained. The system will be open, in such a way that different control protocols can be implemented in the Arduino, for example, vectorial control. A series of simulations will be used to validate its functions and applications.



## ÍNDICE

1. Memoria técnica
2. Presupuesto
3. Anexos





# **Grado en ingeniería electrónica industrial y automática**

**TRABAJO DE FIN DE GRADO**

## **MEMORIA TÉCNICA.**

**Año académico:** 2018/2019

**Autor:** Sandra Beatriz Abreu Luis

**Tutor:** José Francisco Gómez González

## Contenido

1. Introducción .....	17
2. Objetivos .....	18
3. Alcance .....	18
4. Metodología .....	18
5. Máquinas de inducción .....	19
5.1 Caracterización del motor comercial.....	20
5.1.2 Cálculo circuito equivalente motor .....	20
5.1.3 Cálculo de pares de polos.....	26
5.1.4 Momento de Inercia.....	27
6. Rectificador .....	28
6.1 Características .....	28
6.2 Filtro .....	30
7. Convertidor DC/DC.....	33
7.1 Convertidor Buck .....	33
7.1.1 Diseño.....	34
8. Inversor .....	35
8.1 IGBT .....	36
9. Circuito impreso .....	38
9.1 Software .....	38
9.2 Realización del circuito impreso.....	38
10. Módulo de control.....	40
10.1 Aislamiento.....	40
10.1.1 Optoacoplador.....	40
10.2 Controlador .....	41
10.2.1 Arduino MEGA.....	41
11. Método de control .....	42
12. Simulación .....	43
12.1 Software .....	43
12.2 Generación de las señales PWM que controlan el inversor.....	44
12.2.1 Onda sinusoidales: .....	44



12.2.2	Obtención de la señal PWM natural: .....	45
12.2.3	Señal PWM en Arduino: .....	47
12.3	Optoacopladores .....	50
12.3.1	Simulación con PSIM .....	52
12.3.2	Simulación con TinkerCAD.....	53
12.4	Generación de una PWM que controla el convertidor Buck. ....	56
12.5	Inversor.....	57
12.6	Convertidor DC/DC (Buck) .....	59
12.6.1	Señal a la salida del convertidor .....	59
12.7	Motor.....	62
12.7.1	Entrada y salida del rectificador .....	63
12.7.2	Entrada y salida convertidor DC/AC (inversor).....	64
12.7.3	Corriente que alimenta el motor.....	65
12.7.4	Par desarrollado por el motor frente a la corriente que alimenta el motor. ....	66
12.7.5	Velocidad del motor .....	69
12.7.6	Velocidad del motor frente al par desarrollado por este mismo motor .....	70
12.8	Circuito del motor con convertidor Buck .....	71
12.8.1	Entrada y salida del rectificador .....	72
12.8.2	Entrada y salida del convertidor Buck .....	73
12.8.3	Corriente que alimenta el motor.....	73
12.8.4	Salida del convertidor DC/AC (inversor).....	74
12.8.5	Par desarrollado por el motor frente a la corriente que alimenta el motor .....	76
12.8.6	Velocidad del motor frente al par desarrollado .....	78
13.	Placa de Arduino.....	79
13.1	Programación .....	79
14.	Protecciones .....	80
15	Implementación .....	81
15.1	Generación de señales PWM en Arduino.....	81
15.1.1	Par transistores para generar una senoidal con fase 240 .....	81
15.1.2	Par transistores para generar una senoidal con fase 0 .....	82
15.1.3	Par transistores para generar una senoidal con fase 120 .....	83
15.1.4	Señal de control del convertidor Buck. ....	84

15.2 Señal de salida del optoacoplador .....	84
15.2.1 Par transistores para generar una senoidal con fase 240 .....	85
15.2.2 Par transistores para generar una senoidal con fase 0. ....	86
15.2.3 Par transistores para generar una senoidal con fase 120. ....	87
15.2.4 Señal de control del convertidor Buck. ....	88
15.3 Señal de salida del amplificador operacional .....	89
15.3.1 Par transistores para generar una senoidal con fase 240 .....	90
15.3.2 Par transistores para generar una senoidal con fase 0. ....	90
15.3.3 Par transistores para generar una senoidal con fase 120. ....	91
15.3.4 Señal de control del convertidor Buck. ....	92
15.4 Señales en la etapa de control. ....	93
15.4.1 Par transistores para generar una senoidal con fase 240 .....	93
15.4.2. Par transistores para generar una senoidal con fase 0. ....	95
15.4.3 Par transistores para generar una senoidal con fase 120. ....	97
15.4.4 Señal de control del Buck .....	100
16. Conclusión .....	101
16.1 Conclusión .....	101
16.2 Conclusion .....	102

## Índice de figuras

Figura 1. Esquema de las partes a implementar .....	18
Figura 2. Circuito equivalente motor trifásico. Fuente: tecnun.es .....	21
Figura 3. Se representa la suma de las pérdidas mecánicas y pérdidas en el hierro en vatios, frente al voltaje de la primera fase en voltios .....	23
Figura 4. Se representa la suma de las pérdidas mecánicas y pérdidas en el hierro en vatios, frente al voltaje de la fase uno al cuadrado en voltios. ....	23
Figura 5. Rectificador trifásico consistente en un puente de diodos.....	28
Figura 6. Señal a la entrada del rectificador y señal a la salida del rectificador. Donde V1, V2 y V3 son las señales de entrada al rectificador, y V8 la señal de salida del rectificador. ....	29
Figura 7. Valor de corriente a la salida del rectificador sin filtro .....	29
Figura 8. Rectificador y filtro, como rectificador se utiliza un puente de diodos mientras que como filtro se utiliza una bobina y un condensador.....	30
Figura 9 . Señal de Intensidad a la salida del filtro. I <sub>2</sub> hace referencia a la intensidad a la salida del filtro. ....	31
Figura 10. Señal de voltaje a la salida del filtro. V <sub>7</sub> hace referencia al valor del voltaje a la salida del filtro. ....	32
Figura 11. Convertidor Buck. Es un convertidor que obtiene una señal de voltaje en corriente continua, menor que a su entrada. En esta figura se muestran sus dos estados posibles, cuando el interruptor está cerrado, la bobina y el condensador se descargan; y cuando el interruptor está abierto, la bobina y el condensador se cargan (las flechas indican el sentido de la corriente). Fuente: Wikipedia.....	33
Figura 12. Esquema inversor puente completo. Imagen sacada de scielo. ....	35
Figura 13. Esquema del inversor diseñado con PSIM. Las salidas a, b y c serán conectadas al motor, mientras que las entradas 1, 2, 3, 4, 5 y 6 serán controladas por las señales modulación por ancho de pulso generadas con Arduino. ....	36
Figura 14. Señales a la salida del inversor. Observamos que las señales salientes del inversor (VP1, VP2 y VP3) se encuentran alejadas de una señal sinusoidal, esto es debido a que las señales de salida cuentan con pocos niveles.....	37
Figura 15. Esquema del circuito de potencia realizado con la herramienta informática Eagle. ...	38
Figura 16. Circuito implementado en el circuito impreso con la etapa de potencia. ....	39
Figura 17. Circuito impreso de la etapa de potencia del variador de velocidad.....	39
Figura 18. Optoacoplador 4n35. Por un lado, en la parte superior se muestra el circuito equivalente, y en la parte inferior el optoacoplador. Fuente: uge-one.com.....	41
Figura 19. Arduino MEGA, plataforma electrónica utilizada para generar las señales PWM usadas para controlar el motor. Fuente: panamahitek. ....	42
Figura 20. Circuito de generación de tres ondas sinusoidales, realizado con la herramienta informática PSIM. ....	44
Figura 21. Ondas senoidales desfasadas 120°. Resultantes del circuito de la figura 18. ....	45
Figura 22. Modulador PWM natural trifásico, circuito realizado con la herramienta informática PSIM, consistente en tres generadores de corriente alterna, desfasados 120 grados, un generador triangular, y tres comparadores.....	45

Figura 23. Ondas senoidales y onda triangular (moduladoras y portadora). V1, V2 y V3 se corresponden con las señales senoidales desfasadas ciento veinte grados y V8 con la señal triangular. Los puntos de cruce entre la señal triangular y las señales senoidales (señales moduladoras y portadora) que se observan constituirán los flancos de subida y bajada de las señales cuadradas que conmutan los IGBTs que componen el inversor, cuando la señal sea positiva llegaría al IGBT conectado al nodo positivo de la tensión DC, y cuando la señal sea negada al IGBT conectado al nodo negativo de la tensión DC. ....46

Figura 24. Respuesta PWM natural. V5 se corresponde con una de las PWM naturales generadas. ....46

Figura 25. Respuesta PWM natural. V6 se corresponde con una de las PWM naturales generadas. ....47

Figura 26. Respuesta PWM natural. V7 se corresponde con una de las PWM naturales generadas. ....47

Figura 27. Señal PWM generada con Arduino conectada al transistor Q6. ....48

Figura 28. Señal PWM generada con Arduino conectada al transistor Q5. ....48

Figura 29. Señal PWM generada con Arduino conectada al transistor Q2. ....48

Figura 30. Señal PWM generada con Arduino conectada al transistor Q1. ....49

Figura 31. Señal PWM generada con Arduino conectada al transistor Q3. ....49

Figura 32. Señal PWM generada con Arduino conectada al transistor Q4. ....49

Figura 33. Circuito de señal de Arduino aislada con optoacopladores con el que se simula la señal aislada en TinkerCad. Debido a que TinkerCAD no cuenta con Arduino MEGA como componente se ha hecho uso de un Arduino UNO para esta simulación, este cambio no afecta a las señales de salida. ....50

Figura 34. Circuito de una de las señales que controlarán el motor generada por Arduino aislada con optoacopladores con el que se simula la señal aislada en PSIM .....51

Figura 35. Circuito de la señal que controlará la conmutación del convertidor Buck, generada en Arduino aislada con optoacopladores con el que se simula la señal aislada en PSIM .....52

Figura 36. Resultado de la simulación realizada con PSIM de una de las señales que controla el motor. V4 señal a la entrada del optoacoplador, y V7 la señal a la salida del optoacoplador después de ser amplificada con el amplificador operacional. ....53

Figura 37. Resultado de la simulación realizada con PSIM de la señal que controla el convertidor Buck. V4 señal a la entrada del optoacoplador, y V7 la señal a la salida del optoacoplador después de ser amplificada con el amplificador operacional. ....53

Figura 38. Señal PWM generada con Arduino y optoacoplada, esta señal varía entre 0 y 1 pues TinkerCAD (la herramienta utilizada) solo permite estos dos valores. Esta salida se corresponde con la conectada al transistor Q6. ....54

Figura 39. Señal PWM generada con Arduino y optoacoplada, esta señal varía entre 0 y 1 pues TinkerCAD (la herramienta utilizada) solo permite estos dos valores. Esta salida se corresponde con la conectada al transistor Q5. ....54

Figura 40. Señal PWM generada con Arduino y optoacoplada, esta señal varía entre 0 y 1 pues TinkerCAD (la herramienta utilizada) solo permite estos dos valores. Esta salida se corresponde con la conectada al transistor Q2. ....55

Figura 41. Señal PWM generada con Arduino y optoacoplada, esta señal varía entre 0 y 1 pues TinkerCAD (la herramienta utilizada) solo permite estos dos valores. Esta salida se corresponde con la conectada al transistor Q1. ....	55
Figura 42. Señal PWM generada con Arduino y optoacoplada, esta señal varía entre 0 y 1 pues TinkerCAD (la herramienta utilizada) solo permite estos dos valores. Esta salida se corresponde con la conectada al transistor Q3. ....	56
Figura 43. Señal PWM generada con Arduino y optoacoplada, esta señal varía entre 0 y 1 pues TinkerCAD (la herramienta utilizada) solo permite estos dos valores. Esta salida se corresponde con la conectada al transistor Q4. ....	56
Figura 44. Señal PWM encargada de controlar el convertidor Buck. ....	57
Figura 45. Se muestra el circuito de generación de PWM, y a continuación el inversor, parte encargada de transformar la corriente continua en alterna. ....	57
Figura 46. Señal producida en la salida 1 del inversor, señal senoidal que está conectada al motor. (simulador de la herramienta informática PSIM). ....	58
Figura 47. Señal producida en la salida 2 del inversor, señal senoidal que está conectada al motor. (simulador de la herramienta informática PSIM). ....	58
Figura 48. Señal producida en la salida 3 del inversor, señal senoidal que está conectada al motor. (simulador de la herramienta informática PSIM). ....	58
Figura 49. Circuito de convertidor Buck, es un convertidor DC/DC, que pretende controlar el voltaje a la salida de este. Realizado con la herramienta informática PSIM. ....	59
Figura 50. Señal a la salida del convertidor Buck, esta señal es una continua de 400 voltios de amplitud. VP1 representa la señal de salida del convertidor, con una frecuencia de 50 Hz. ....	60
Figura 51. Señal a la salida del convertidor Buck, esta señal es una continua de 350 voltios de amplitud. VP1 representa la señal de salida del convertidor, con una frecuencia de 40 Hz. ....	60
Figura 52. Señal a la salida del convertidor Buck, esta señal es una continua de 300 voltios de amplitud. VP1 representa la señal de salida del convertidor, con una frecuencia de 25 Hz. ....	61
Figura 53. Circuito en el que se encuentran representados el puente de diodos (rectificador), el filtro LC (consistente en una bobina y un condensador), y el convertidor Buck. ....	61
Figura 54. Señal de salida y de entrada al convertidor Buck. V7 es la señal de salida del filtro que a su vez será la señal de entrada en el convertidor Buck. VP2 es la señal que sale del convertidor Buck. ....	62
Figura 55. Circuito de sistema de control de velocidad de un motor de inducción, realizado mediante la herramienta informática PSIM. ....	63
Figura 56. Entrada y salida del rectificador, Vdc se corresponde con la señal de salida del rectificador, y VP10 con la entrada al rectificador. ....	64
Figura 57. Salida del inversor frente a la señal de partida, donde VP11 se corresponde con una de las salidas del inversor, y VP10 es una de las señales senoidales de entrada al circuito.....	64
Figura 58. Salida del inversor frente a la señal de partida tras variar la frecuencia de la señal PWM, VP11 se corresponde con la salida del inversor, y VP10 con la señal senoidal a la entrada del circuito. ....	65
Figura 59. Señales de corriente senoidales que alimentan al motor. $I_{sa}$ , $I_{sb}$ e $I_{sc}$ se corresponden con las señales de corriente que alimentan al motor.....	66

Figura 60. En esta figura se muestra el par desarrollado por el motor ( $tem_{IM4}$ ), el par desarrollado por la carga ( $Tload$ ) y las corrientes que alimentan el motor, señales senoidales desfasadas ciento veinte grados ( $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$  e  $I_{sc}$ ). .....67  
 Figura 61. Par desarrollado por el motor ( $Tem_{IM4}$ ) frente al par desarrollado por la carga ( $Tload$ ) con un momento de inercia nulo en la carga y un par de 2.5 Nm. El par desarrollado por la carga es una constante, mientras que el par desarrollado por el motor atraviesa unos instantes de transitorio, para acabar en su estado estacionario. ....67  
 Figura 62. Par desarrollado por el motor ( $Tem_{IM4}$ ) frente al par desarrollado por la carga ( $Tload$ ) con un par nulo en la carga. Se observa que ambos pares son prácticamente iguales. .68  
 Figura 63. Par desarrollado por el motor ( $Tem_{MI4}$ ) frente al par desarrollado por la carga ( $Tload$ ) con un par y un momento de inercia nulo en la carga. Se observa como el par desarrollado por la carga es nulo, y el par desarrollado por el motor atraviesa un pequeño estado transitorio para luego convertirse en una señal que es prácticamente ruido. ....68  
 Figura 64. Velocidad del motor sin carga ( $Speed$ ). Se muestran unos pequeños picos durante el transitorio, hasta que la señal alcanza su estado estacionario. ....69  
 Figura 65. Velocidad del motor ( $Speed$ ) con una carga de 0.01 J de momento de inercia y 2.5 Nm de par. Tras pasar su estado transitorio alcanza una velocidad aproximada de 3000 revoluciones por minuto. ....70  
 Figura 66. Velocidad del motor,  $Speed$  frente al par desarrollado por este mismo motor ( $Tem_{IM4}$ ), con una carga de 0.01 J de momento de inercia y 2.5 Nm de par. Se observa como las señales se estabilizan a la vez. ....71  
 Figura 67. Circuito de potencia y control de un motor mediante señales PWM. ....72  
 Figura 68. Entrada y salida del rectificador,  $V_{dc}$  se corresponde con la señal de salida del rectificador, y  $VP10$  con la entrada al rectificador. ....72  
 Figura 69. Entrada y salida del convertidor Buck. Donde  $VP2$  se corresponde con la señal de salida del convertidor, y  $V_{dc}$  con la señal de entrada al mismo. ....73  
 Figura 70. Señales de corriente senoidales que alimentan al motor.  $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$  e  $I_{sc}$  se corresponden con las señales de corriente que alimentan al motor. ....74  
 Figura 71. Salidas del inversor, donde  $VP7$ ,  $VP8$  y  $VP9$  se corresponden con las señales a la salida del inversor. ....75  
 Figura 72. Salida del inversor frente a la señal de partida tras variar la frecuencia de la señal PWM,  $V9$  se corresponde con la salida del inversor. ....76  
 Figura 73. En esta figura se muestra el par desarrollado por el motor ( $tem_{IM4}$ ), el par desarrollado por la carga ( $Tload$ ) y las corrientes que alimentan el motor, señales senoidales desfasadas ciento veinte grados ( $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$  e  $I_{sc}$ ). .....77  
 Figura 74. Par desarrollado por el motor ( $Tem_{IM4}$ ) frente al par desarrollado por la carga ( $Tload$ ) con un momento de inercia nulo en la carga y un par de 2.5 Nm. El par desarrollado por la carga es una constante, mientras que el par desarrollado por el motor es una señal que se va estabilizando cuando llega a su estado estacionario. ....77  
 Figura 75. Par desarrollado por el motor ( $Tem_{IM4}$ ) frente al par desarrollado por la carga ( $Tload$ ) con un par nulo en la carga. Se observa que ambos pares son prácticamente iguales. .78  
 Figura 76. Par desarrollado por el motor ( $Tem_{MI4}$ ) frente al par desarrollado por la carga ( $Tload$ ) con un par y un momento de inercia nulo en la carga. Se observa como el par desarrollado

por la carga es nulo, y el par desarrollado por el motor atraviesa un pequeño periodo en estado transitorio hasta alcanzar su estado estacionario. ....78

Figura 77. Velocidad del motor, Speed frente al par desarrollado por este mismo motor (Tem\_IM4), con una carga de 0.01 J de momento de inercia y 2.5 Nm de par. Se observa como las señales se estabilizan a la vez. ....79

Figura 78. Salida conectada al transistor Q6. ....81

Figura 79. Salida conectada al transistor Q5. ....82

Figura 80. Salida conectada al transistor Q2. ....82

Figura 81. Salida conectada al transistor Q1. ....83

Figura 82. Salida conectada al transistor Q3. ....83

Figura 83. Salida conectada al transistor Q4. ....84

Figura 84. Señal PWM encargada de controlar el convertidor Buck. ....84

Figura 85. Circuito donde la señal generada por un Arduino MEGA es aislada mediante optoacopladores. ....85

Figura 86. Salida del pin conectado al transistor Q6, para transistores para senoidal con fase 240. ....86

Figura 87. Salida del pin conectado al transistor Q5, para transistores para senoidal con fase 240. ....86

Figura 88. Salida conectada al transistor Q2. Par transistores para senoidal con fase 0. ....87

Figura 89. Salida conectada al transistor Q1. Par transistores para senoidal con fase 0. ....87

Figura 90. Salida conectada al transistor Q3. Par transistores para senoidal con fase 120. ....88

Figura 91. Salida conectada al transistor Q4. Par transistores para senoidal con fase 120. ....88

Figura 92. Salida PWM que controlara el Buck. ....89

Figura 93. Circuito de la etapa de control. ....89

Figura 94. Salida del pin conectado al transistor Q6, para transistores para senoidal con fase 240. ....90

*Figura 95. Salida del pin conectado al transistor Q5, para transistores para senoidal con fase 240. ....90*

*Figura 96. Salida conectada al transistor Q2. Par transistores para senoidal con fase 0. ....91*

*Figura 97. Salida conectada al transistor Q1. Par transistores para senoidal con fase 0. ....91*

*Figura 98. Salida conectada al transistor Q3. Par transistores para senoidal con fase 120. ....92*

*Figura 99. Salida conectada al transistor Q4. Par transistores para senoidal con fase 120. ....92*

*Figura 100. Salida PWM que controlara el Buck. ....93*

Figura 101. En esta figura se muestra la señal de salida de Arduino en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo. ....94

Figura 102. En esta figura se muestra la señal de salida que iría conectada al transistor Q6 en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo. ....94

Figura 103. En esta figura se muestra la señal de salida de Arduino en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo. ....95

Figura 104. En esta figura se muestra la señal de salida que iría conectada al transistor Q5 en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo. ....95

Figura 105. En esta figura se muestra la señal de salida de Arduino en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo. ....96

Figura 106. En esta figura se muestra la señal de salida que iría conectada al transistor Q2 en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo. ....	96
Figura 107. En esta figura se muestra la señal de salida de Arduino en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo. ....	97
Figura 108. En esta figura se muestra la señal de salida que iría conectada al transistor Q1 en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo. ....	97
Figura 109. En esta figura se muestra la señal de salida de Arduino en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo. ....	98
Figura 110. En esta figura se muestra la señal de salida que iría conectada al transistor Q3 en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo. ....	98
Figura 111. En esta figura se muestra la señal de salida de Arduino en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo. ....	99
Figura 112. En esta figura se muestra la señal de salida que iría conectada al transistor Q4 en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo. ....	99
Figura 113. En esta figura se muestra la señal de salida de Arduino en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo. ....	100
Figura 114. En esta figura se muestra la señal de salida que iría conectada al convertidor Buck en color amarillo, por un lado, y por otro lado la señal de salida del Arduino en color rojo. ..	100
Figura 115. Esta figura muestra la señal de salida conectada al convertidor Buck, en color amarillo y la señal de salida del Arduino en color rojo. Tras variar la consigna dada por el potenciómetro se aprecia una modificación en el ancho de pulso. ....	101
Figura 116. En la figura son mostradas la señal de salida conectada al convertidor Buck, en color amarillo y la señal de salida del Arduino en color rojo. Tras variar la consigna dada por el potenciómetro se aprecia una modificación en el ancho de pulso. ....	101



## Índice de tablas

Tabla 1. Resultados de Ensayo de corriente continua .....	21
Tabla 2. Resultados de ensayo de vacío .....	22
Tabla 3. Resultados obtenidos en el ensayo de cortocircuito. ....	25

## 1. Introducción

En la actualidad el motor más popular de corriente alterna es el motor de inducción. Esto es debido a su construcción robusta y la simplicidad de su funcionamiento. Estos motores se usan en la mayoría de las aplicaciones tanto de pequeña como de media potencia, estos campos abarcan aplicaciones tales como pueden llegar a ser industriales o en grupos de bombeo en centrales hidroeléctricas.

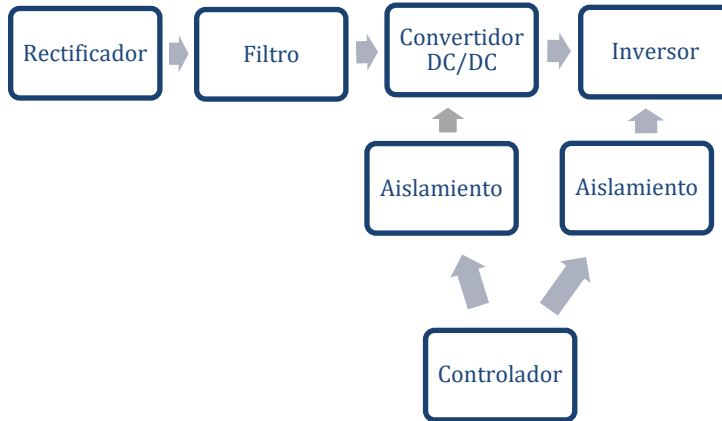
Se pretende aplicar tanto conocimientos basados en teoría de circuitos digitales, como de sistemas de control. Con el objetivo final de hacer un variador de velocidad ajustado al control motor de inducción anteriormente descrito. El problema por resolver será implementar un algoritmo de control de velocidad vectorial usando un procesador digital de señales (Arduino MEGA). Se controlará la velocidad por medio de señales de modulación por ancho de pulsos (PWM), variando el ciclo de trabajo de tales señales. Siendo el ciclo de trabajo directamente proporcional a la frecuencia.

A la salida del controlador se entregará una señal PWM para cada fase del motor. Esta señal de salida será cuadrada y la encargada de controlar el inversor. A la salida del convertidor se obtiene una señal prácticamente sinusoidal y variable en el tiempo, capaz de arrancar y manipular un motor.

Existen varios métodos para el control de velocidad de un motor tanto por reóstatos naturales como de manera digital. En este proyecto se llevará a cabo de manera digital, por medio de la variación de frecuencia como se ha explicado anteriormente.

El sistema que se va a realizar en este trabajo se compone de los elementos que se explican a continuación. Un puente rectificador de entrada, es decir un puente de diodos. Este se encarga de transformar la corriente alterna de red en continua. Un circuito intermedio de almacenamiento y rectificador, que contiene un condensador y una bobina. Un convertidor DC/DC, encargado de regular la tensión de salida del rectificador. Y una etapa final de salida inversora que transforma la corriente continua almacenada en corriente alterna, variable en tensión y frecuencia. El esquema de los partes a implementar lo podremos observar en la figura 1.

Por otro lado, tendremos la etapa de control de las entradas y salidas. Este consiste en un controlador encargado de enviar la consigna de velocidad al motor, este estará aislado mediante optoacopladores.



*Figura 1. Esquema de las partes a implementar*

## 2. Objetivos

El objetivo general de este trabajo es el desarrollo del diseño de un sistema de control de velocidad de un motor de inducción. Esto se realizará mediante el control de frecuencia y usando un procesador digital de señales, Arduino MEGA.

Como objetivos particulares están la programación e implementación de la etapa de control y la verificación de los resultados tanto de la etapa de control como de potencia mediante la simulación de este sistema.

## 3. Alcance

El alcance de este proyecto será diseñar el esquema eléctrico y electrónico del circuito de control y el circuito de potencia. Para lo que habrá que diseñar el circuito rectificador e inversor, basados en electrónica de potencia. También será necesario diseñar el esquema de control del inversor-rectificador basado en un sistema Arduino.

## 4. Metodología.

La técnica utilizada en este proyecto para la variación de velocidad del motor de inducción es por medio del control de la frecuencia mediante el uso de señales PWM (modulación por ancho de pulso). Estas señales son generadas por un sistema Arduino, y controladas mediante la variación del ciclo de trabajo de estas señales. Esta metodología será descrita más adelante.

## 5. Máquinas de inducción

Un motor es una máquina que transforma energía eléctrica en energía mecánica, y esta última en movimiento rotativo.

Los motores asíncronos son muy usados en aplicaciones de pequeña y media potencia, son robustos con una construcción y funcionamiento sencillo.

El tipo de rotor más común para máquinas asíncronas de media potencia es el de jaula de ardilla. Consistente en unas barras conductoras en cortocircuito en sus extremos.

Su funcionamiento consiste en que se genera un campo giratorio en la cavidad del estator. En el rotor esta rotación del campo provoca una tensión inducida proporcional a la velocidad angular. Con la tensión inducida aparece una corriente circulando en las barras, esa corriente interactúa con el campo y aparecen fuerzas de Laplace. El rotor comienza a girar debido a la interacción de dichas fuerzas.

Si el campo giratorio tiene carácter sinusoidal la velocidad de rotación se describe a través de la ecuación 1.

$$n_s = \frac{60 f}{p}$$

*Ecuación 1. Ecuación que describe la velocidad de rotación del campo.*

Siendo  $n_s$  la representación de la velocidad del campo magnético giratorio, es decir la velocidad síncrona en revoluciones por minuto.  $f$  es la frecuencia del suministro de voltaje en hercios y  $P$  es el número de pares de polos del estator.

En esta ecuación, en la ecuación uno, observamos que la velocidad síncrona es directamente proporcional a la frecuencia, por tanto, la forma más sencilla de intervenir en la velocidad es interviniendo en la frecuencia de suministro de la tensión aplicada.

El rotor girará a una velocidad dada por la ecuación 2.

$$n_r = (1 - s)n_s$$

*Ecuación 2. Velocidad a la que gira el rotor.*

En la ecuación 2  $n_r$  hace referencia a la velocidad del rotor revoluciones por minuto,  $s$  es el deslizamiento de la máquina asíncrona.

Observamos a raíz de la ecuación dos, que la velocidad de operación de un motor de inducción es muy cercana a la síncrona.

### 5.1 Caracterización del motor comercial.

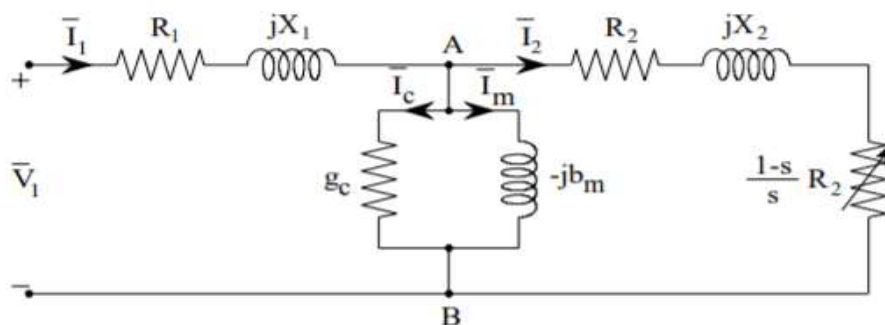
Las características técnicas del motor al que se implementara el variador de velocidad serán las descritas a continuación.

- La potencia tiene un valor de 1 caballo de fuerza (HP).
- Con una velocidad nominal de 2800 revoluciones por minuto (r.p.m).
- La tensión se corresponde con 220/380 voltios.
- La corriente toma unos valores de 3.3/1.9 amperios.
- El valor de la frecuencia son 50 hercios (Hz).
- Su factor de Potencia es de 0.79, sin unidad.
- Utiliza una protección IP54, CLF (tiene una protección completa contra contacto, protección contra sedimentaciones de polvos en el interior, también está protegido contra agua pulverizada, con un aislamiento estándar).

Con objetivo de simular este motor se requieren algunos cálculos que se mostrarán en los siguientes epígrafes.

#### 5.1.2 Cálculo circuito equivalente motor

Con el objetivo de facilitar los cálculos de un motor de inducción trifásico, se suele representar mediante un circuito equivalente monofásico como el mostrado en la figura 2.



*Figura 2. Circuito equivalente motor trifásico. Fuente: tecnun.es*

$R_1$  representa la resistencia en el estator,  $X_1$  es la reactancia en el estator,  $R_2$  representa la resistencia en el rotor, referida al estator y  $X_2$  la reactancia en el rotor referida al estator.

Para obtener los datos del circuito que se muestra en la figura 2 se recurre a una serie de ensayos, ensayo de corriente continua, de vacío y de cortocircuito. Estos serán descritos en los siguientes epígrafes.

#### 5.1.2.1 Ensayo de corriente continua:

Para la realización de este ensayo hacemos pasar una corriente continua por el estator, igual o menor a la que pasaría por el motor en condiciones nominales.

De este ensayo obtenemos los resultados que se muestran en la tabla 1. Los datos de esta tabla se han realizado suponiendo un skin menor del diez por ciento.

*Tabla 1. Resultados de Ensayo de corriente continua*

<b>V (V)</b>	<b>I (A)</b>	<b>R (<math>\Omega</math>)</b>	<b><math>R_1</math></b>
2	0,11	18,18	9,09
4	0,22	18,18	9,09
6	0,33	18,18	9,09
8	0,44	18,18	9,09

*V, se corresponde con el valor de los voltajes en voltios, I a la intensidad en amperios, R es la resistencia total en ohmios, y  $R_1$  la resistencia correspondiente a la resistencia en el estator en ohmios. Suponiendo un skin menor al 10%.*

La media de los valores obtenidos de la resistencia en el estator corresponde a un valor de diez ohmios.

En las ecuaciones mostradas a continuación se describe como se calcula la resistencia total en ohmios a través de la ley de Ohm (ecuación 3), y la expresión correspondiente al cálculo de la resistencia en el estator (ecuación 4).

$$R = \frac{V}{I}$$

*Ecuación 3. Ley de Ohm.*

$$R_1 = \frac{R}{2}$$

*Ecuación 4. Ecuación que describe el valor de la resistencia en el estator.*

### 5.1.2.2 Ensayo de vacío:

Este ensayo consiste en alimentando el motor a la tensión y a la frecuencia nominal, se medirá la intensidad que circula por cada fase, la potencia absorbida y la tensión aplicada al estator. Los resultados obtenidos son los expuestos en la tabla 2.

*Tabla 2. Resultados de ensayo de vacío*

V(V)	I <sub>o</sub> (A)	P <sub>o</sub> (W)	Q <sub>o</sub> (VAR)	S <sub>o</sub> (VA)	FP	P <sub>cu1</sub> (W)	V <sub>1fase</sub> (V)	V <sup>2</sup>	P <sub>fe</sub> +P <sub>m</sub> =P <sub>o</sub> -P <sub>cu1</sub>
380,00	0,97	150,00	617,00	367,00	0,23	28,23	219,39	48.133,33	121,77
334,00	0,76	107,00	425,00	440,00	0,24	17,33	192,83	37.185,33	89,67
286,00	0,61	80,00	294,00	300,00	0,26	11,16	165,12	27.265,33	68,84
238,00	0,51	67,00	200,00	211,00	0,32	7,80	137,41	18.881,33	59,20
190,00	0,43	57,00	130,00	142,00	0,40	5,55	109,70	12.033,33	51,45

*Donde V se corresponde con el voltaje en voltios, I<sub>o</sub> con la corriente de vacío en amperios, P<sub>o</sub> con la potencia activa de vacío en vatios, Q<sub>o</sub> es la potencia reactiva en voltamperio reactivo, S<sub>o</sub> es la potencia activa en voltamperio, FP es el factor de potencia sin unidad, P<sub>cu1</sub> son las pérdidas en el cobre en vatios, V<sub>1fase</sub> es el voltaje en la fase uno en voltios, V<sup>2</sup> se corresponde con el voltaje de la fase uno elevado al cuadrado, P<sub>fe</sub> se corresponde con las pérdidas en el hierro y P<sub>m</sub> son las pérdidas mecánicas, ambas pérdidas están medidas en vatios.*

Si representamos gráficamente el voltaje de la fase uno (V<sub>1fase</sub>) frente a las pérdidas totales en el motor, se obtendrá la gráfica mostrada en la figura 3.

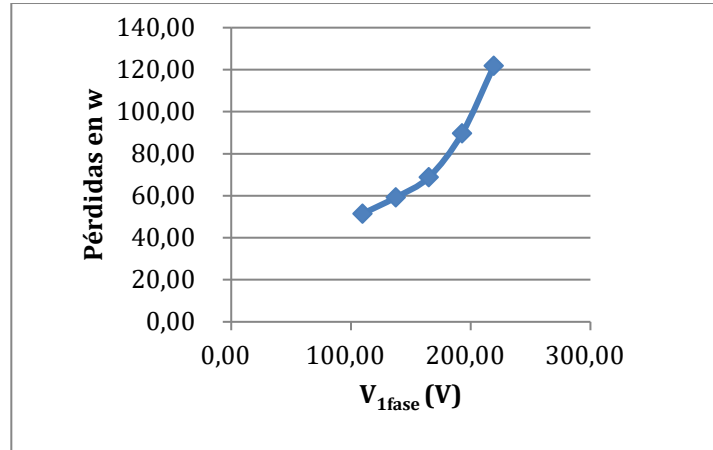


Figura 3. Se representa la suma de las pérdidas mecánicas y pérdidas en el hierro en vatios, frente al voltaje de la primera fase en voltios

Haciendo un ajuste de mínimos cuadrados, y graficando el voltaje de la fase uno elevado al cuadrado ( $V^2$ ) frente a la suma de las pérdidas mecánicas y pérdidas en el hierro en vatios, obtendremos la gráfica mostrada en la figura 4.

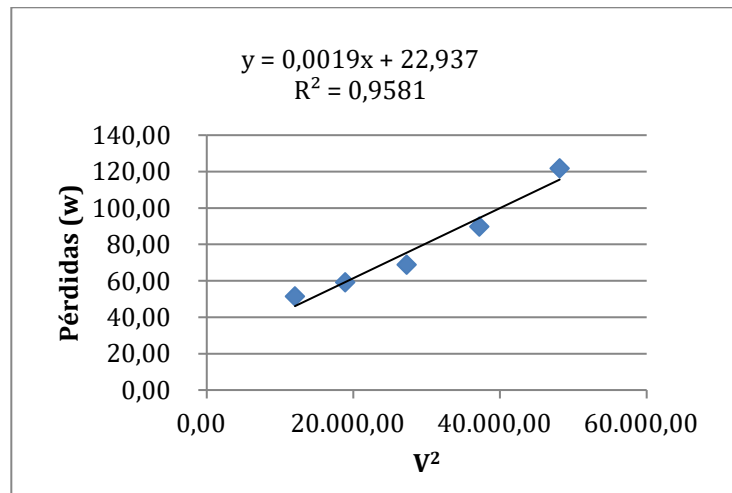


Figura 4. Se representa la suma de las pérdidas mecánicas y pérdidas en el hierro en vatios, frente al voltaje de la fase uno al cuadrado en voltios.

Obtenemos que las pérdidas de potencia mecánicas son 22.937 vatios ( $P_{mec} = 22.937$  w), estas pérdidas son obtenidas extrapolando la curva de tipo parabólico de la figura



cuatro hasta su corte en el eje de ordenada, en ese punto el voltaje de alimentación de la máquina es nulo, y por tanto las pérdidas en el hierro son nulas al no circular flujo.

Una vez obtenidas las pérdidas mecánicas podremos obtener las pérdidas en el hierro a través de un balance de potencias (ecuación 5), estas tendrían un valor de 98.84 vatios ( $P_{fe} = 98.84 \text{ w}$ ).

$$P_{fe} + P_m = P_o - P_{cu1}$$

*Ecuación 5. Balance de potencias.*

El factor de potencia (FP) calculado tiene un valor de 0.15, sin unidad, tal y como es mostrado en la ecuación 6.

$$FP = \frac{\frac{P_m}{3}}{\frac{V_{1fase}}{I_o}} = 0.15$$

*Ecuación 6. Cálculo del factor de potencia,*

Con esto se obtiene (ecuación 7) que la corriente de pérdidas en el hierro tiene un valor de 0.15 amperios ( $I_{fe} = 0.15 \text{ A}$ ), que la corriente magnetizante (ecuación 8) tiene un valor de 0.96 amperios ( $I_u = 0.96 \text{ A}$ ), la resistencia que evalúa las pérdidas en el hierro (ecuación 9) tiene un valor de 1461.01 ohmios ( $R_{fe} = 1461.01 \Omega$ ), la reactancia magnetizante (ecuación 10) un valor de 228.94 ohmios ( $X_u = 228.94 \Omega$ ).

$$I_{fe} = I_o \cdot \cos\varphi_0$$

*Ecuación 7. Ecuación que describe la intensidad de las pérdidas en el hierro.*

$$I_u = I_o \cdot \sin\varphi_0$$

*Ecuación 8. Ecuación que describe la intensidad magnetizante.*

$$R_{fe} = \frac{V_n}{I_{fe}}$$

*Ecuación 9. Resistencia que evalúa las pérdidas en el hierro.*

$$X_\mu = \frac{V_n}{I_\mu}$$

*Ecuación 10. Ecuación que describe la reactancia magnetizante*

### 5.1.2.3 Ensayo de cortocircuito:

Durante este ensayo de cortocircuito el rotor permanece quieto, es decir que el deslizamiento será igual a uno. Así se determinarán los valores de la resistencia del rotor ( $R_1$ ) y de ambas reactancias ( $X_1$  y  $X_2$ ). Los resultados de este ensayo se muestran a continuación en la tabla 3.

*Tabla 3. Resultados obtenidos en el ensayo de cortocircuito.*

<b>V<sub>olínea</sub>(V)</b>	<b>I<sub>olínea</sub>(A)</b>	<b>P<sub>o</sub>(W)</b>	<b>Q<sub>o</sub>(VAr)</b>	<b>S<sub>o</sub>(VA)</b>	<b>FP</b>	<b>V<sub>ofase</sub></b>
80	1,97	201	197	274	0,73	<b>46,19</b>

*V<sub>olínea</sub> Se corresponde con el valor del voltaje de vacío de línea en voltios, I<sub>olínea</sub> representa el valor de corriente de vacío de línea en amperios, P<sub>o</sub> es la potencia de vacío en vatios, Q<sub>o</sub> es la potencia reactiva de vacío en voltamperio reactivo, S<sub>o</sub> es la potencia aparente de vacío en voltamperio, FP se corresponde con el factor de potencia sin unidad y V<sub>ofase</sub> se corresponde con el valor de voltaje en voltios de vacío de una fase.*

Para el cálculo del voltaje de vacío de fase se ha empleado la ecuación 11.

$$V_{ofase} = \frac{V_{olínea}}{\sqrt{3}}$$

*Ecuación 11. Describe el voltaje de vacío de fase.*

Para la obtención de las inductancias se hará uso de las ecuaciones 12, 13, 14, 15, 16 y 17.

$$R_{cc}(R_1 + R'_2) = \frac{V_{ofase}}{V_{olínea} \cdot FP}$$

*Ecuación 12.*

$$X_{cc}(X_1 + X'_2) = \frac{V_{ofase}}{V_{olínea} \cdot \sqrt{1 - FP^2}} = 16.02 \Omega$$

*Ecuación 13.*

$$FP = \frac{P_o/3}{V_{ofase}/I_{olínea}}$$

*Ecuación 14.*

$$X_{cc} = X_1 + X'_2$$

*Ecuación 15.*

$$X_1 \cong X'_2 \cong \frac{X_{cc}}{2} = \frac{\omega \cdot L_{cc}}{2} \Rightarrow L_{cc} = 0.102 H$$

*Ecuación 16.*

$$L_1 = L'_2 = \frac{L_{cc}}{2} = 51 mH$$

*Ecuación 17.*

### 5.1.3 Cálculo de pares de polos

El número de polos en un motor de estas características es inversamente proporcional a la velocidad de sincronización y directamente proporcional a la frecuencia de la corriente de alimentación. Como es mostrado en la ecuación 18.

$$P = \frac{60 \cdot f}{N}$$

*Ecuación 18. Cálculo de pares polos.*

En la ecuación diecinueve P hace referencia al número de pares de polos, F es la frecuencia de corriente de alimentación en hercios (Hz) y N es la velocidad de sincronización en revoluciones por minuto (r.p.m).

El resultado de obtenido de la ecuación dieciocho es 1.071 sin unidad, al aproximarlos se obtiene un valor de unidad; es decir tiene un par de polos. Con lo cual tiene dos polos en total.

#### 5.1.4 Momento de Inercia.

Se entiende como momento de inercia de un cuerpo a la medida de la inercia rotacional de un cuerpo, representa la propiedad de un cuerpo de mantener un estado de movimiento o reposo en las rotaciones.

El momento de inercia se calcula a través de la fórmula que se representa en la ecuación 19.

$$J = \frac{m \cdot r^2}{2}$$

*Ecuación 19. Ecuación que describe el momento de inercia.*

En la ecuación diecinueve J se refiere al momento de inercia, m se corresponde con la masa del disco y r se corresponde con el radio del disco.

En un motor de inducción el valor de la corriente puede alcanzar hasta ocho veces más que la intensidad nominal, es decir se obtiene el valor mostrado en la ecuación 20.

$$I_{m\acute{a}x} = 8 \cdot I_n = 8 \cdot 3.3 \cong 26.8 A$$

*Ecuación 20. Valor máximo que puede obtener la intensidad en un motor de inducción.*

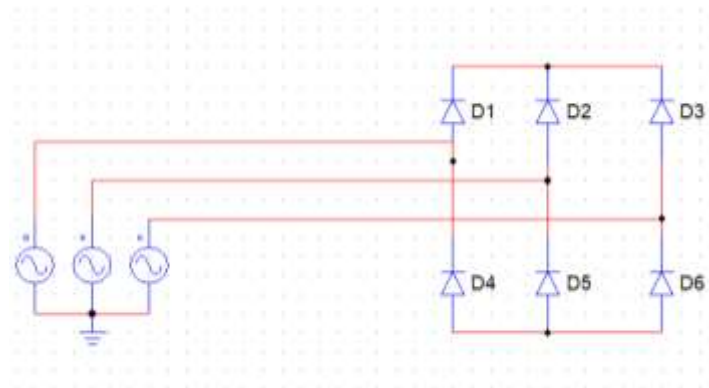
En la ecuación 20  $I_{m\acute{a}x}$  se corresponde con la intensidad máxima que circula a través del motor.

## 6. Rectificador

Para controlar la velocidad del motor se hace necesario interferir en las ondas de entrada de la alimentación del motor. En primer lugar, obtendremos una tensión de continua, a partir de una fuente trifásica, para esto se hace necesario utilizar un rectificador trifásico que soporte una entrada de cuatrocientos voltios y una corriente superior a la nominal a plena carga del motor.

Para esta labor se hará uso de un puente de diodos, un rectificador de onda completa, consistente en seis diodos. Cada línea de corriente trifásica conectada a dos diodos produce una corriente continua de salida. El circuito que muestra en que consiste un puente de diodos se ilustra en la figura 5.

El funcionamiento consiste en que los diodos solo dejan pasar la parte del ciclo positiva de la alterna, los valores mayores a cero, formando una señal como la que se muestra en la parte inferior de la figura 6.



*Figura 5. Rectificador trifásico consistente en un puente de diodos*

### 6.1 Características

Se usarán diodos de silicio 1N5406, como componentes del puente de diodos. La tensión máxima que soporta este componente es de 600 voltios y la corriente máxima es de 200 amperios.

En este puente rectificador, haciendo uso de los diodos solo permite el paso del ciclo positivo de la señal de entrada. De manera que a partir de la señal de entrada de alterna (parte superior de la figura 6) obtendremos la señal de salida de continua que podemos observar en la parte inferior de la figura 6.

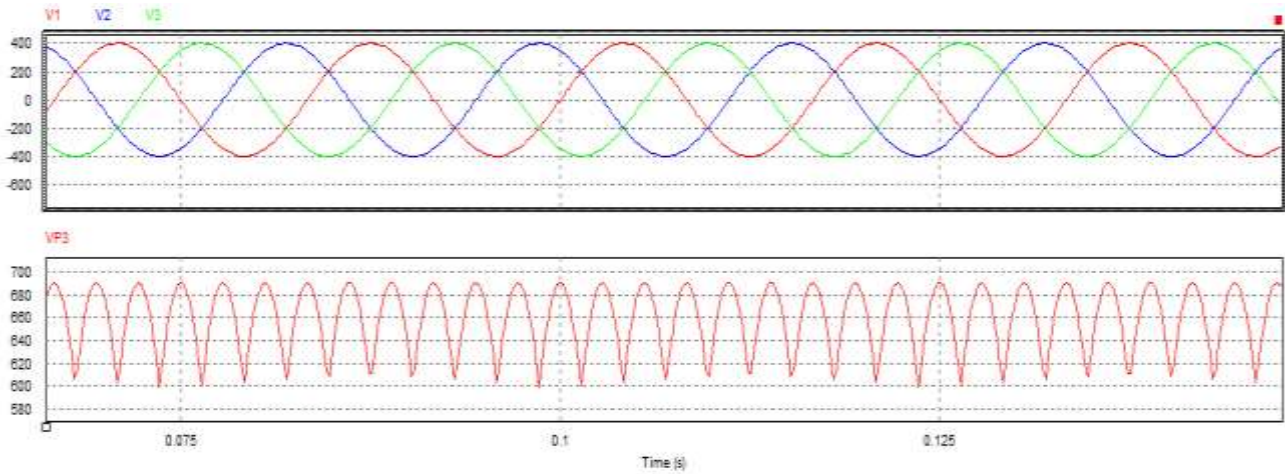


Figura 6. Señal a la entrada del rectificador y señal a la salida del rectificador. Donde V1, V2 y V3 son las señales de entrada al rectificador, y V8 la señal de salida del rectificador.

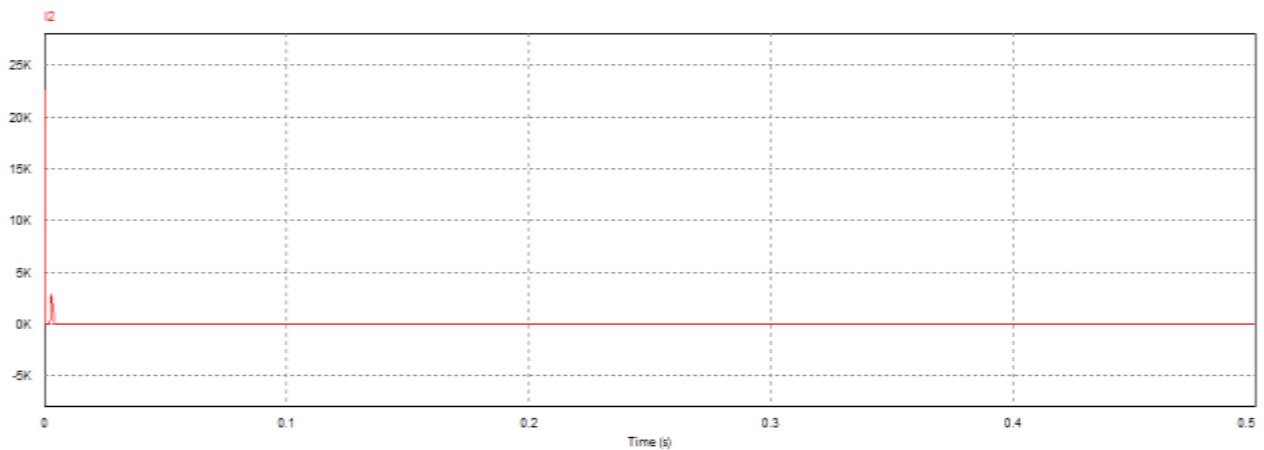


Figura 7. Valor de corriente a la salida del rectificador sin filtro.

En la figura 6 se observa por un lado las señales sinusoidales a la entrada del rectificador y, por otro lado, también se observan las señales a la salida del rectificador.

En la gráfica de debajo en la figura 6 (el voltaje a la salida del rectificador) se puede apreciar que la salida del rectificador no es lineal, apreciándose un voltaje de rizado o ruido, para mejorar esta señal se utilizara un filtro.

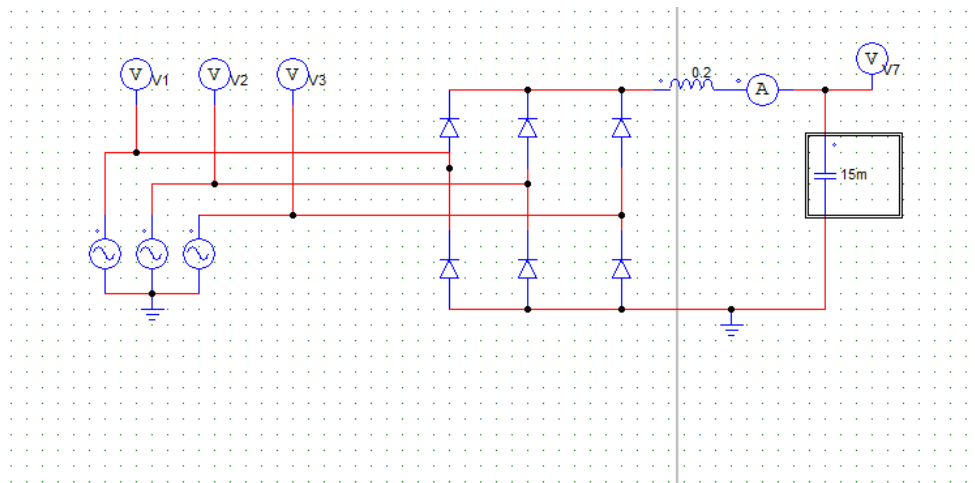
En cuanto a la figura 7, en la que se ilustra el valor de intensidad a la salida del rectificador, se observan dos grandes picos de intensidad, los cuales atenuaremos también con el filtro al usar un inductor.

## 6.2 Filtro

Con el objetivo de que la señal de salida del rectificador sea más lineal, que tenga menos ondulación, se hará pasar la señal por un filtro. Este filtro consiste en un condensador que reducirá el voltaje de rizado, y en una bobina para reducir los cambios a la corriente que la atraviesen. Con esto conseguiremos una señal con menos ruido, que posteriormente haremos pasar por una etapa de convertidor de continua a continua, para poder controlar el nivel de voltaje saliente de este convertidor.

El circuito que ilustraría los componentes, y como estos irían conectados, sería el mostrado en la figura 8.

El cálculo de los valores que tendrán los componentes mostrados en la figura se ilustra a continuación.



*Figura 8. Rectificador y filtro, como rectificador se utiliza un puente de diodos mientras que como filtro se utiliza una bobina y un condensador.*

El criterio seguido para el cálculo de los componentes es el que expresan las ecuaciones 21 y 22.

$$L \geq \frac{V_p/2}{3 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{rec} \cdot I_0}$$

*Ecuación 21. Cálculo del valor necesario para la bobina.*

$$C_{mín} \geq \frac{V_p}{3\pi\omega_0^2 L V_r}$$

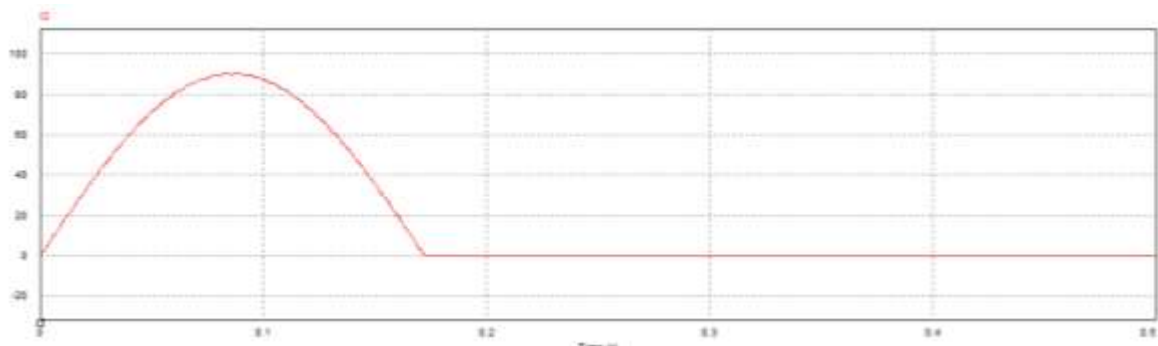
*Ecuación 22. Cálculo del valor necesario para el condensador.*

En la ecuación 21 y 22,  $F_{rec}$  es la frecuencia que tiene un valor cincuenta hercios,  $I_0$  es la intensidad nominal del motor,  $V_p$  se corresponde con el voltaje máximo de pico,  $\omega_0$  se corresponde con la frecuencia en radianes por segundo,  $C$  hace referencia a la capacitancia necesaria para el condensador,  $L$  a la inductancia necesaria en la bobina y  $V_r$  es el voltaje de rizado que se va a admitir, en este caso será de un voltio.

El resultado de este cálculo de la ecuación veintiuno sería un valor 0.182 henrios ( $L = 0.182 H$ ) con un valor comercial de inductancia es 0.200 henrios.

En cuanto al condensador, de la ecuación veintidós se deduce que su valor tendrá que ser mayor a 13.37 milifaradios ( $C = 13.37 mF$ ), tomaremos su valor comercial mayor más aproximado es decir 15 milifaradios.

A la salida del rectificador obtendríamos las ondas que se exponen en la figura 9, que muestra la señal de intensidad a la salida del filtro y en la figura 10, en la que se observa el voltaje a la salida del filtro).



*Figura 9 . Señal de Intensidad a la salida del filtro.  $I_2$  hace referencia a la intensidad a la salida del filtro.*



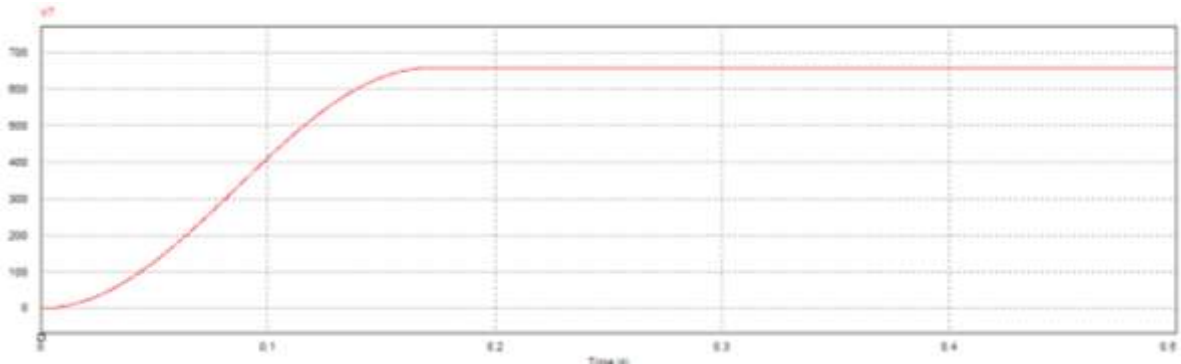


Figura 10. Señal de voltaje a la salida del filtro.  $V_7$  hace referencia al valor del voltaje a la salida del filtro.

En la figura 9 observamos una reducción notable de pico de corriente, mientras que en la figura 10 se muestra una reducción del voltaje de rizado.

Estas ecuaciones (la ecuación 21, y la ecuación 22) se pueden utilizar debido a que se cumplen las ecuaciones 23 y 24.

$$X_c \ll R$$

*Ecuación 23. Condición necesaria para aplicar las ecuaciones veintiuno y veintidós.*

$$X_L \gg X_c$$

*Ecuación 24. Condición necesaria para aplicar las ecuaciones veintiuno y veintidós.*

Para comprobar que se cumplen las ecuaciones 23 y 24 hacemos uso de las ecuaciones 25, 26 y 27.

$$X_c = \frac{1}{j2\omega_0 C}$$

*Ecuación 25. Ecuación que sirve para que se cumplan las ecuaciones veintitrés y veinticuatro.*

$$X_L = 2j\omega_0 L$$

*Ecuación 26. Ecuación que sirve para que se cumplan las ecuaciones veintitrés y veinticuatro.*

$$R = \frac{V_p}{I_0}$$

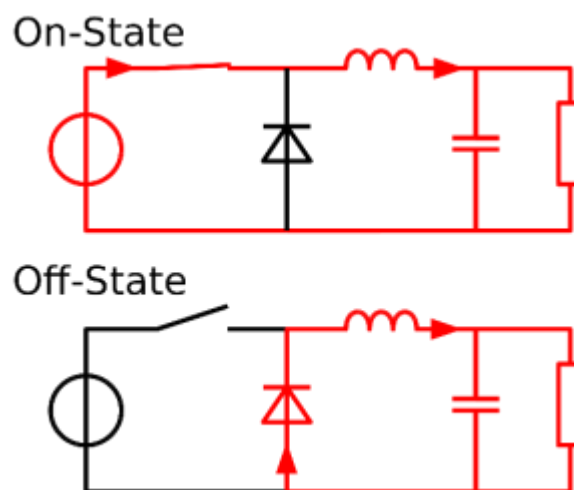
*Ecuación 27. Ecuación que sirve para que se cumplen las ecuaciones veintitrés y veinticuatro.*

## 7. Convertidor DC/DC

Con objeto de regular la tensión de salida del rectificador, se implementará un convertidor de continua a continua (DC/DC). Este dispositivo se encarga de transformar corriente continua de una tensión a otra. Se pretende reducir la tensión de entrada al inversor a 400 voltios. Por tanto, se utilizará un convertidor de tipo reductor (convertidor Buck). Esta etapa se colocaría una vez filtrada la señal.

### 7.1 Convertidor Buck

Un convertidor Buck es un convertidor de potencia reductor, es decir obtiene a su salida una señal de continua menor que a su entrada.



*Figura 11. Convertidor Buck. Es un convertidor que obtiene una señal de voltaje en corriente continua, menor que a su entrada. En esta figura se muestran sus dos estados posibles, cuando el interruptor está cerrado, la bobina y el condensador se descargan; y cuando el interruptor está abierto, la bobina y el condensador se cargan (las flechas indican el sentido de la corriente). Fuente: Wikipedia*

Su circuito es el mostrado en la figura 11, en esta figura se muestran los dos estados del convertidor posibles, cuando el interruptor está cerrado y cuando el interruptor está abierto. Las flechas que se muestran en esta figura indican el sentido de la corriente.

El control en este convertidor consiste en la conmutación del interruptor, cuando el interruptor se encuentra en modo “On-State”, tal y como se muestra en la figura once permite la conducción de electricidad logrando que la bobina y el condensador se carguen, cuando el interruptor se encuentra en modo “Off-State”, se interrumpe la conexión la alimentación y se inicia el ciclo de descarga.

Para controlar el voltaje se inyectan una señal PWM, en nuestro caso será procedente del Arduino, en el transistor de efecto campo MOSFET.

#### 7.1.1 Diseño

En primer lugar, determinamos el valor del ciclo de trabajo con la ecuación 29. Suponemos que el interruptor es ideal y una caída de tensión en el diodo nula.

$$D = \frac{v_o}{v_i} = \frac{400}{550} = 0.7273$$

*Ecuación 28. Cálculo del ciclo de trabajo suponiendo un interruptor ideal, y una caída de tensión en el diodo nula.*

En la ecuación 29 D hace referencia al ciclo de trabajo,  $v_o$  al voltaje de salida del convertidor y  $v_i$  al de entrada al convertidor. D tendrá un valor de 0.58 sin unidad.

Posteriormente, calculamos el valor del inductor crítico que proporciona modo continuo en el caso más desfavorable, a través de la ecuación 30. Sabiendo que  $L_c$  hace referencia al valor del inductor crítico, D al ciclo de trabajo (calculado mediante la ecuación veintinueve),  $v_o$  al voltaje de salida del convertidor,  $f$  a la frecuencia y  $I_{omin}$  a la corriente de salida mínima.

$$L_c = \frac{(1-D)v_o}{2 \cdot f \cdot I_{omin}} = 0.574H$$

*Ecuación 29. cálculo del valor de inductor crítico.*

A el valor obtenido en la ecuación 30, 0.711 henrios, se le agrega un margen de seguridad del 25 por ciento, y se toma el valor nominal más cercano, es decir la bobina tomará un valor de 0.9 henrios.

Calculamos el valor que ha de tener el condensador con la ecuación 31. En esta ecuación  $C$  hace referencia al valor que ha de tomar el condensador,  $L$  es el valor de la bobina y  $\Delta v_o$  hace referencia al voltaje de rizado, en este caso tomaremos como voltaje de rizado un voltio.

$$C > \frac{(1 - D)v_o}{8Lf^2\Delta v_o} = 5.4546 \text{ mF}$$

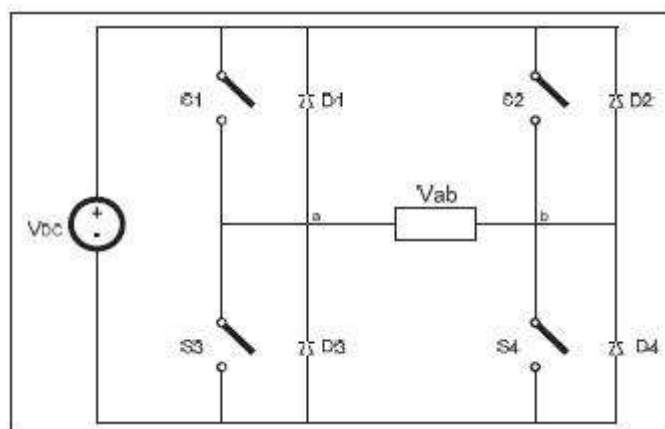
*Ecuación 30. Cálculo del valor del condensador.*

El valor que ha de tener el condensador es de 0.0054546 faradios, tomaremos su valor comercial más aproximado por exceso que corresponde a 6.8 milifaradios.

## 8. Inversor

Después de convertir la señal de alterna a continua, haciendo uso del rectificador, es necesario que esta señal sea llevada a una etapa de conmutación. En esta etapa se modifica la frecuencia de dicha señal dependiendo del control implementado.

Para esta labor se realizará un inversor de puente completo (mostrado en la figura 12). Estos puentes están constituidos por cuatro interruptores, siendo su estrategia de control la que se expone a continuación. Cuando los interruptores uno y cuatro se activan simultáneamente, el voltaje de entrada aparecerá a través de la carga, y si los interruptores dos y tres se activan al mismo tiempo el voltaje a través de la carga se invertirá. En la figura 12 se muestra el esquema de un inversor de puente completo, con la numeración empleada en la explicación de su funcionamiento.



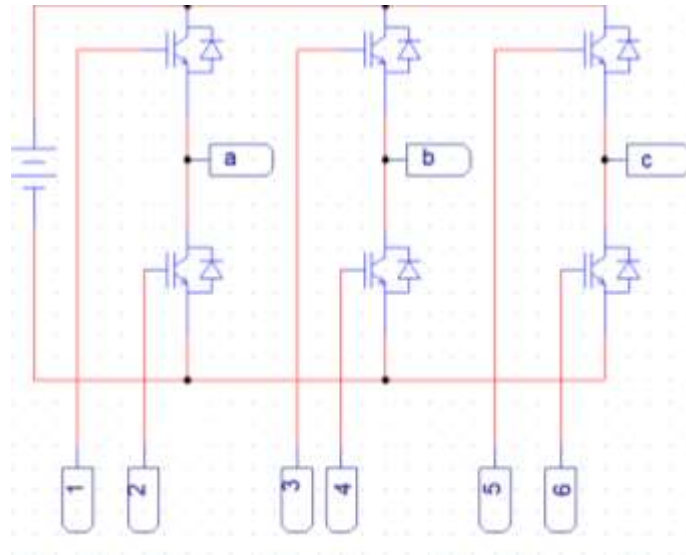
*Figura 12. Esquema inversor puente completo. Imagen sacada de scielo.*

Se entiende por inversor un dispositivo capaz de transformar un voltaje de corriente continua en uno de alterna, esta se ejecutará a partir de seis transistores bipolares de puerta aislada (IGBT).

Dicho inversor consta de una serie de drivers, en este caso esta función es llevada por los transistores bipolares de puerta aislada. Esta función será llevada a cabo por un Arduino MEGA que controlará los transistores. Los drivers interrumpen la corriente entrante y generan una onda senoidal.

Para esto se hará uso de la generación de una señal PWM en el controlador (Arduino).

En la figura 13, podemos observar el circuito del inversor con una entrada de corriente continua, la salida a, b y c serán conectadas al motor, y las salidas de los drivers que controlan el inversor serán las entradas uno, dos, tres, cuatro, cinco y seis.



*Figura 13. Esquema del inversor diseñado con PSIM. Las salidas a, b y c serán conectadas al motor, mientras que las entradas 1, 2, 3, 4, 5 y 6 serán controladas por las señales modulación por ancho de pulso generadas con Arduino.*

## 8.1 IGBT

Un transistor IGBT (las siglas del inglés Insulated Gate Bipolar Transistor), es un transistor bipolar de puerta aislada. Este transistor está específicamente diseñado para controlar potencias altas, está compuesto por un BJT (bipolar junction transistor) y un MOSFET (Metal-oxide-semiconductor Field-effect transistor), que es un transistor de efecto de campo.

Su funcionamiento es muy similar al de un MOSFET, aunque es menos veloz que este último. Soporta potencias más elevadas, también al igual que el MOSFET presenta una alta impedancia de entrada.

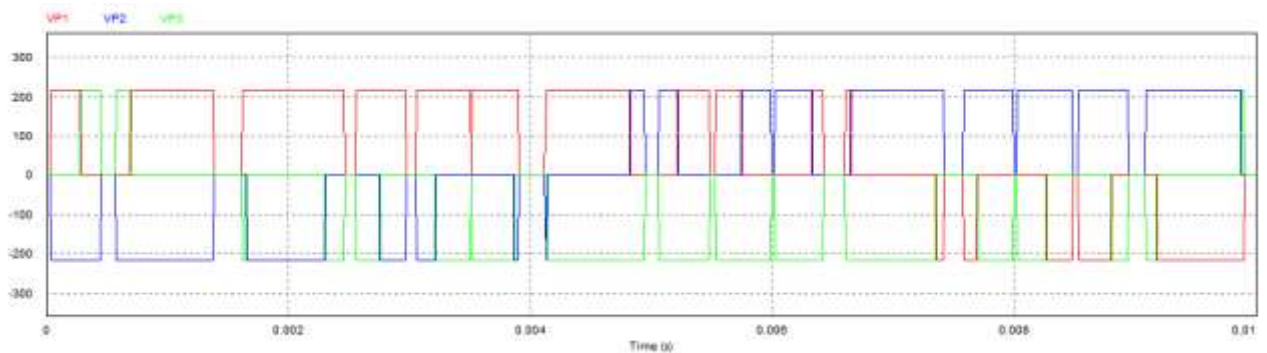
Con respecto al BJT al igual que este presenta bajas pérdidas de conducción en estado activo, con la diferencia de que no presenta ningún problema de ruptura secundaria.

Los datos técnicos que presentan los STGY40NC60VD que se van a utilizar son los siguientes;

- Tensión máxima: 600 V.
- Corriente de colector máxima 50 A.
- La frecuencia máxima de conmutación: 50 kHz

Entre las principales características de estos dispositivos se encuentra que la energía que hay que aplicar en la puerta para conseguir la conmutación es pequeña, pudiéndose activar con corrientes del orden de los nanoamperios.

Después de simular en el programa PSIM el circuito anteriormente descrito, y mostrado en la figura 13, obtendríamos la salida mostrada en la figura 14.



*Figura 14. Señales a la salida del inversor. Observamos que las señales salientes del inversor (VP1, VP2 y VP3) se encuentran alejadas de una señal sinusoidal, esto es debido a que las señales de salida cuentan con pocos niveles*

En la figura 14 observamos que las señales salientes del inversor se encuentran alejadas de una señal sinusoidal, esto es debido a que las señales de salida cuentan con pocos niveles.

## 9. Circuito impreso

Esta etapa de potencia (en la que se incluyen el rectificador, el filtro, el convertidor Buck y el inversor) será implementada en una placa de circuito impreso. Una placa de circuito impreso hace referencia a una superficie constituida por buses (canales) de material conductor laminadas sobre una base no conductora, se utiliza para conectar eléctricamente y sostener componentes electrónicos.

### 9.1 Software

El software usado para diseñar el circuito impreso es la herramienta informática Eagle (siglas de Easily Applicable Graphical Layout Editor), una herramienta de Autodesk. Se trata un editor de diseño gráfico (diseño de diagramas) y PCBs con autoenrutado, es utilizado para la automatización de diseño electrónico.

### 9.2 Realización del circuito impreso

En primer lugar realizamos un esquema del circuito de potencia como el mostrado en la figura 15. En este circuito se muestran los elementos del circuito de potencia, es decir, de izquierda a derecha observamos el rectificador, a continuación el filtro, después el convertidor Buck y por último el inversor.

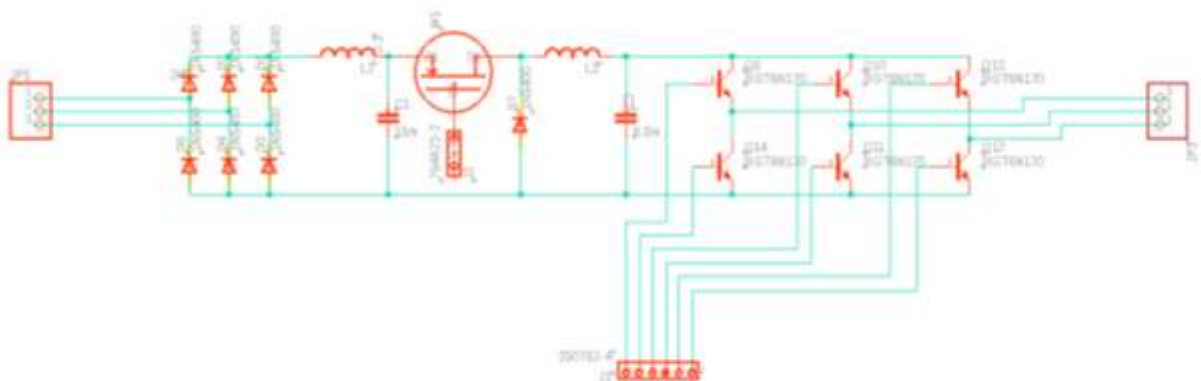


Figura 15. Esquema del circuito de potencia realizado con la herramienta informática Eagle.

Una vez realizado el esquema del circuito de potencia el resultado obtenido es el mostrado en las figuras 16 y 17. En estas figura se muestra el resultado final del circuito impreso. En la figura 16 podemos observar las conexiones que tendria esta placa, y en la figura 17 se observa el resultado final de como se veria el circuito impreso.

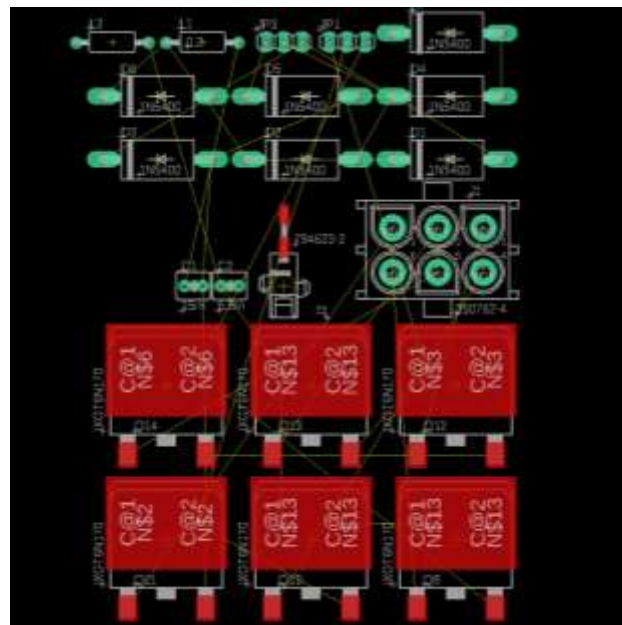


Figura 16. Circuito implementado en el circuito impreso con la etapa de potencia.

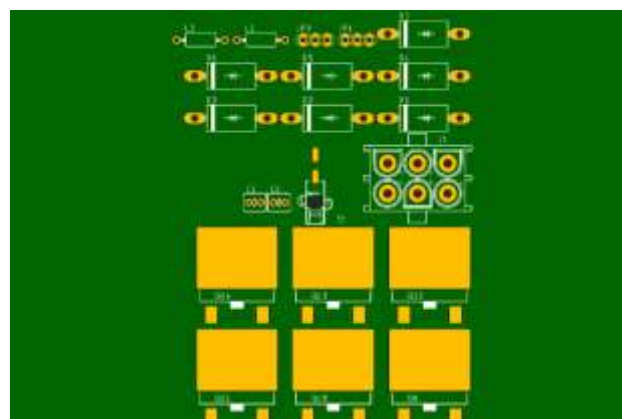


Figura 17. Circuito impreso de la etapa de potencia del variador de velocidad.



## 10. Módulo de control.

### 10.1 Aislamiento

Con el objetivo de proteger sobre posibles sobretensiones el controlador, se hará uso de un circuito de aislamiento. Para esto usaremos optoacopladores, este dispositivo nos permite aislar ambos circuitos haciendo una comunicación entre ellos. Mostrados en la figura 19.

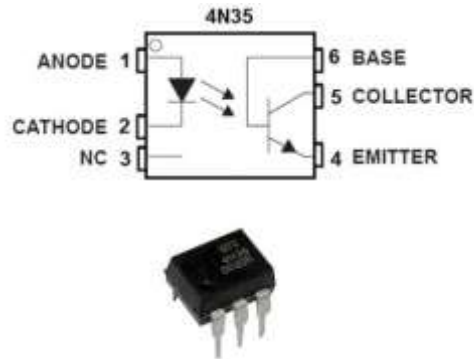
Un optoacoplador está compuesto por un LED (de las siglas del inglés light-emitting diode, que significan diodo de emisor de luz), a su entrada y un fototransistor, a su salida. Su funcionamiento consiste en que cuando el LED emite luz el fototransistor conduce. La entrada y la salida están aisladas, su impedancia de entrada es muy grande (en torno 10<sup>13</sup> ohmios). Este dispositivo es sensible a la frecuencia.

Como queremos una salida digital (es decir LOW (que toma el valor "0") o HIGH (cuando esta señal toma el valor "1")). Se usará una resistencia de Pull-Up y un diodo de protección para proteger ante la posibilidad de alentar el circuito con una corriente inversa superior a la tensión de ruptura del diodo.

Además, con objeto de lograr una señal de salida de un valor de cinco voltios se hará necesario el uso de amplificador operacional a la salida del optoacoplador. Este amplificador comparará la señal a la salida del optoacoplador con una señal de referencia, menor a la máxima salida del optoacoplador y mayor que cero. Cuando la salida del optoacoplador sea mayor al valor de referencia la señal resultante tendrá un valor de cinco voltios, en caso de que la señal de salida del optoacoplador sea inferior a la de referencia el voltaje resultante será nulo.

#### 10.1.1 Optoacoplador

Para la labor de proteger sobre posibles sobretensiones a el controlador, se utilizarán optoacopladores 4n35 que cumplirán la función de aisladores. Estos componentes presentan las siguientes características una corriente nominal de 50 mA, una caída de tensión con un valor 1.5 v y una tensión de alimentación de 6 v. En la figura 18 se muestra un optoacoplador de estas características.



*Figura 18. Optoacoplador 4n35. Por un lado, en la parte superior se muestra el circuito equivalente, y en la parte inferior el optoacoplador. Fuente: uge-one.com*

## 10.2 Controlador

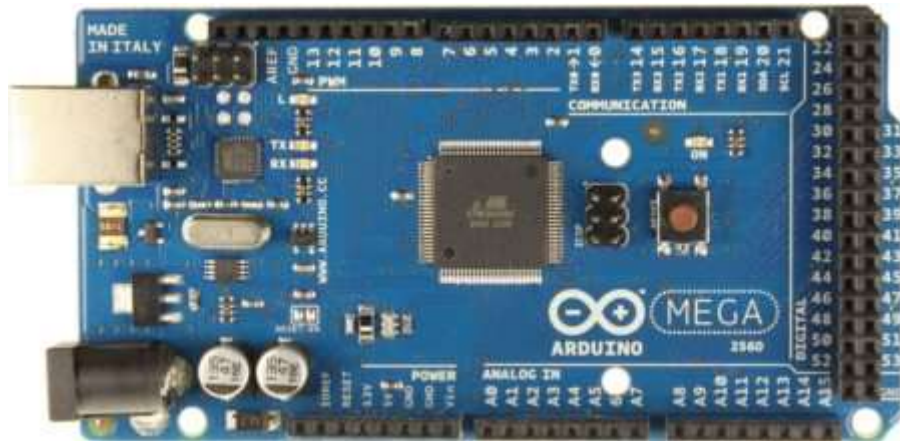
Para controlar las señales que se envían a la etapa del inversor y posteriormente al motor utilizaremos una señal de modulación por ancho de pulso. Esta señal será generada y controlada, variando su frecuencia, por un microcontrolador de código abierto basado en el microcontrolador Microchip ATmega328P. Será utilizado para tal labor un Arduino MEGA (mostrado en la figura 19).

Este controlador también será utilizado para controlar el convertidor Buck, generando, para tal labor, una señal PWM.

### 10.2.1 Arduino MEGA

ARDUINO es una plataforma electrónica que permite tanto el uso de software como de hardware para la implementación de diversos proyectos. Los diseños de las placas de Arduino utilizan diversos microcontroladores y microprocesadores. Entre estas placas se encuentra Arduino MEGA que es mostrada en la figura 19, y está basada en el microcontrolador Microchip ATmega2560.

En nuestro caso la ventaja principal que obtenemos al utilizar esta plataforma para variar la velocidad consiste en contar con varias salidas digitales capaces de ser programados consiguiendo obtener valores de HIGH "1" y LOW "0" para el proceso de conmutación. Además, como ventajas añadidas tiene un bajo coste y una facilidad para cargar programas mediante su puerto USB.



*Figura 19. Arduino MEGA, plataforma electrónica utilizada para generar las señales PWM usadas para controlar el motor. Fuente: panamahitek.*

#### 10.2.1.1 Características

Arduino MEGA utiliza un microcontrolador ATmega2560, presenta un voltaje operativo de cinco voltios, un voltaje de entrada recomendado entre siete y doce voltios, cincuenta y cuatro pines de Entradas/Salidas digitales (de los cuales quince de ellos son salidas de modulación por ancho de pulso (PWM)), dieciséis pines de entradas analógicas, una memoria Flash de doscientos cincuenta y seis kilobytes de los cuales ocho kilobytes es usado por Bootloader, una SRAM (Static Random Access Memory) de ocho kilobytes, cuenta con dieciséis megahercios de velocidad de reloj y una EPROM (Erasable Programmable Read-Only Memory) de cuatro kilobyte.

Este microcontrolador permite programarse en una plataforma propia de Arduino o mediante la herramienta de software matemático MATLAB.

En este caso será programada mediante la plataforma propia de Arduino.

## 11. Método de control

El método de control que se utilizará será un método de control por variación de frecuencia. La señal de control variará su frecuencia con el objeto de controlar la conmutación del inversor, con esto se hará variar la señal de salida del inversor, y por tanto la velocidad del motor.

Sabemos que la frecuencia máxima de conmutación de los IGBT, dato dado en las hojas de características de este, lo único que falta es definir el método de control de esta conmutación, es decir el control para manipular el apagado y encendido de estos dispositivos. Para esto se usará un método modulación por ancho de pulso (PWM).

La modulación por ancho o de pulso (o en inglés pulse width modulation (PWM)) es un tipo de señal de voltaje, generada a partir de la variación de frecuencia esta variación es regulada a través de la variación del ciclo de trabajo de una señal digital. Es utilizada para enviar información o para modificar la cantidad de energía que se envía a una carga. Esta señal se utilizará para emular una señal analógica.

Esta señal será de forma cuadrada y se le variará el ancho relativo respecto al período de esta, el resultado de este cambio se llama ciclo de trabajo. Esta relación es mostrada en la ecuación 31.

$$\text{ciclo de trabajo} = 100 \frac{\text{Tiempo de la señal en estado activo}}{\text{Periodo de la señal}}$$

*Ecuación 31. Ciclo de trabajo*

Como el periodo de la señal es la inversa de la frecuencia al variar el ciclo de trabajo variamos la frecuencia.

En Arduino MEGA este tipo de señales sólo puede ser realizado por catorces pines, estos son los pines del cero al trece, ambos incluidos. La señal de estos pines tiene valores de cero voltios a cinco voltios y una frecuencia de aproximadamente de quinientos hercios.

## 12. Simulación

### 12.1 Software

Con objeto de verificar los resultados se utilizará la simulación. Para esta labor se utilizará como herramienta el programa PSIM y el programa TinkerCAD.

Este software está diseñado para poder simular electrónica digital, de potencia y controladores de motores. Este programa resulta intuitivo y sencillo. Por medio de una interfaz gráfica se dibujan los esquemas de los circuitos que se quieren simular.

Este programa es comercializado por la empresa Powersim (con sitio web), esta empresa está dedicada al desarrollo de herramientas para simulación.

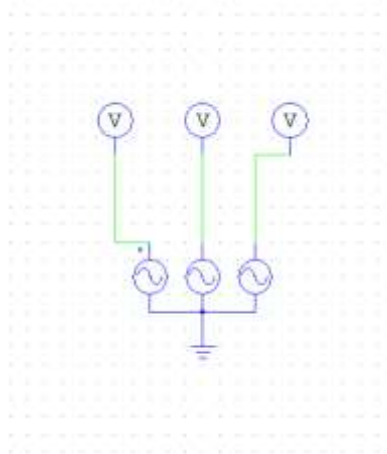
Posteriormente se usará para simular el código de Arduino la herramienta online TinkerCAD, es un software gratuito de Autodesk. Esta herramienta permite montar programar y simular circuitos con Arduino. Dicha herramienta no cuenta con Arduino MEGA para su simulación por tanto dichas simulaciones se realizarán con Arduino UNO.

## 12.2 Generación de las señales PWM que controlan el inversor.

Para comenzar con la simulación de las distintas etapas del circuito lo primero será simular de tres señales sinusoidales desfasadas 120 grados cada una y un circuito comparador de una señal que determinan los pulsos de conmutación en tres módulos IGBT (compuesto cada módulo por dos IGBT).

### 12.2.1 Onda sinusoidales:

Para obtener una señal PWM necesitamos tres ondas senoidales en la entrada del circuito que funcionaran de referencia, estas han de estar desfasadas 120 grados. Simulamos por tanto la entrada de las tres señales de corriente alterna de cinco voltios, como se muestra en la figura 20.



*Figura 20. Circuito de generación de tres ondas sinusoidales, realizado con la herramienta informática PSIM.*

Las señales resultantes son las mostradas en la figura 21, tres señales senoidales desfasadas 120 grados.

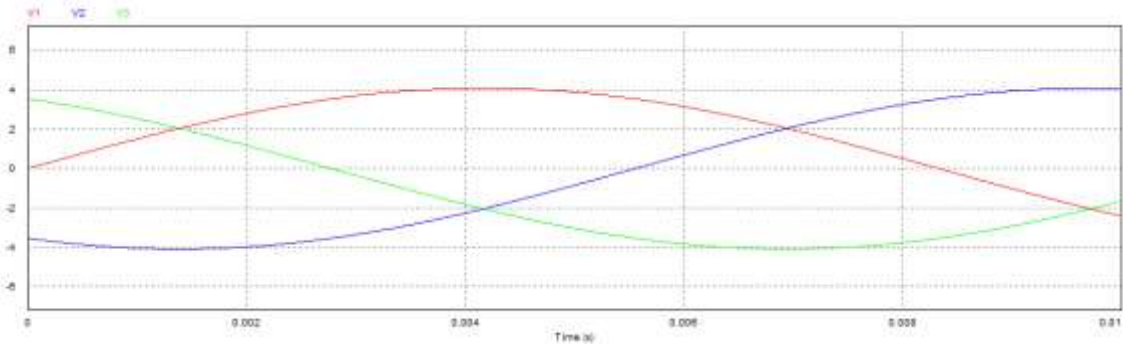


Figura 21. Ondas senoidales desfasadas 120°. Resultantes del circuito de la figura 18.

#### 12.2.2 Obtención de la señal PWM natural:

A raíz de las señales sinusoidales obtenidas anteriormente, se procederá a realizar el muestreo con una señal triangular de la misma frecuencia que nos dará como resultado una PWM natural simétrica. En esta señal la conmutación ocurre durante la intersección instantánea entre moduladora y portadora.

Con respecto a la fuente de la señal triangular hay que tener en cuenta que esta señal ha de estar sincronizada para todas las señales.

De esta manera el circuito resultante es el mostrado en la figura 22, y las señales resultantes a la salida de este circuito son las mostradas en la figura 23.

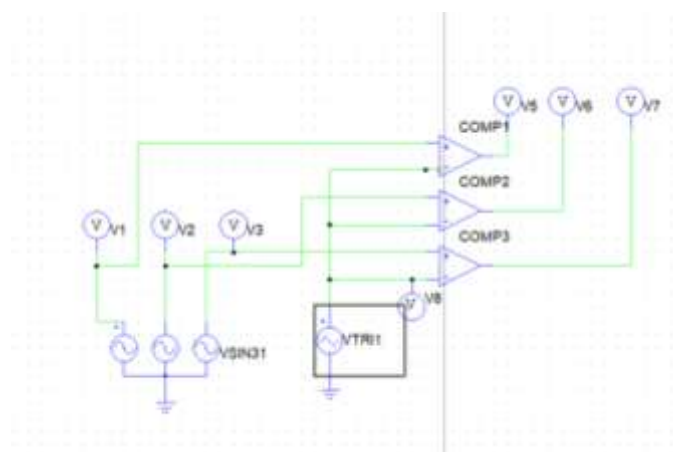
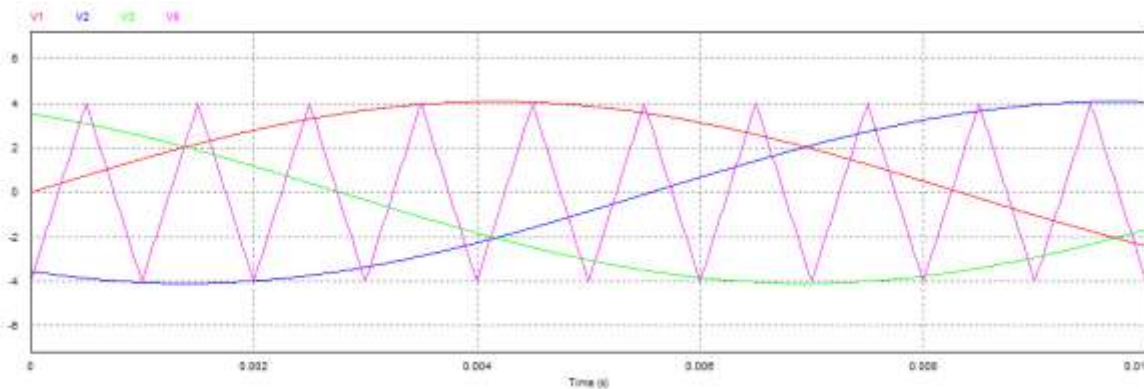
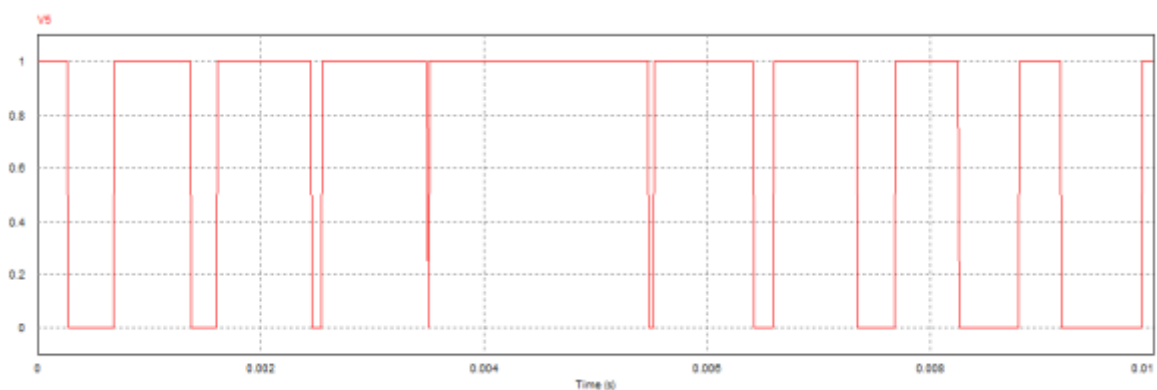


Figura 22. Modulador PWM natural trifásico, circuito realizado con la herramienta informática PSIM, consistente en tres generadores de corriente alterna, desfasados 120 grados, un generador triangular, y tres comparadores.



*Figura 23. Ondas senoidales y onda triangular (moduladoras y portadora). V1, V2 y V3 se corresponden con las señales senoidales desfasadas ciento veinte grados y V8 con la señal triangular. Los puntos de cruce entre la señal triangular y las señales senoidales (señales moduladoras y portadora) que se observan constituirán los flancos de subida y bajada de las señales cuadradas que conmutan los IGBTs que componen el inversor, cuando la señal sea positiva llegaría al IGBT conectado al nodo positivo de la tensión DC, y cuando la señal sea negada al IGBT conectado al nodo negativo de la tensión DC.*

Las señales resultantes de simular el circuito descrito en la figura 22, son mostradas en la figura 23. Los puntos de cruce entre la señal triangular y las señales senoidales (señales moduladoras y portadora) que se observan en la figura 23 constituyen los flancos de subida y bajada de las señales cuadradas que conmutan los IGBTs que componen el inversor. Cuando la señal es positiva llegaría al IGBT conectado al nodo positivo de la tensión de continua (DC), y cuando la señal es negada al IGBT conectado al nodo negativo de la tensión DC. Puesto que los dos IGBTs de un mismo módulo nunca pueden estar en el mismo estado de conmutación. Las señales PWM generadas son mostradas en las figuras 24, 25 y 26.



*Figura 24. Respuesta PWM natural. V5 se corresponde con una de las PWM naturales generadas.*

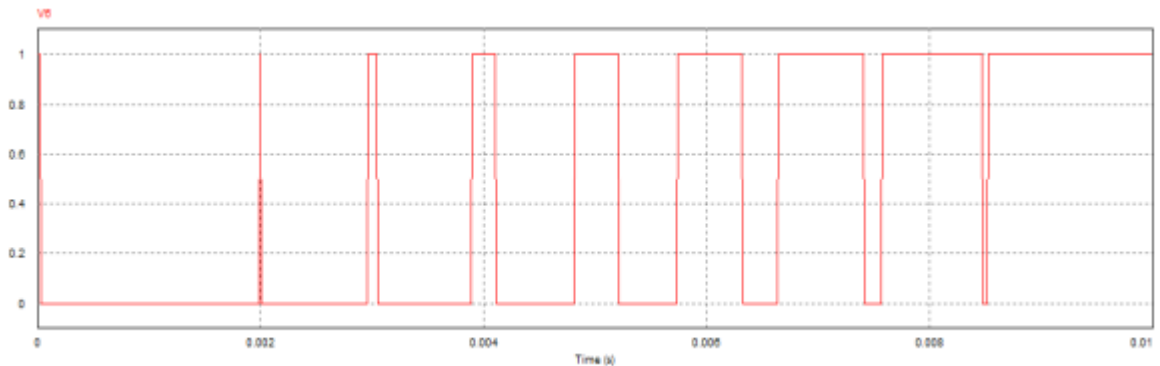


Figura 25. Respuesta PWM natural. V6 se corresponde con una de las PWM naturales generadas.

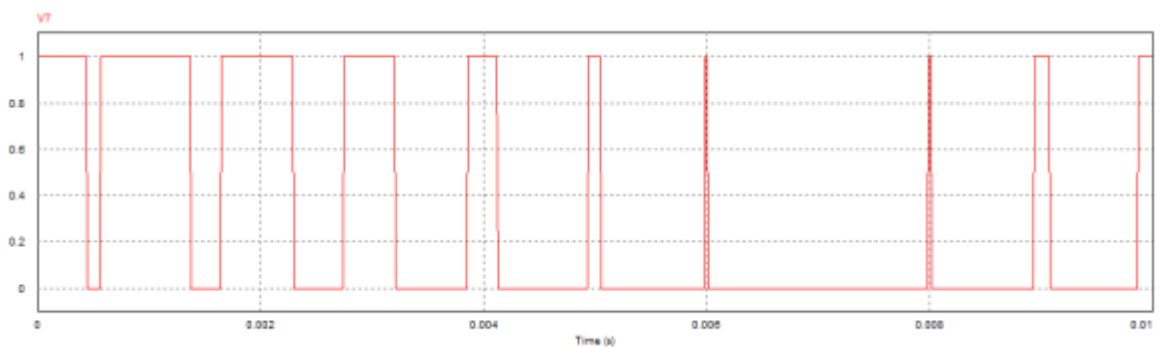


Figura 26. Respuesta PWM natural. V7 se corresponde con una de las PWM naturales generadas.

### 12.2.3 Señal PWM en Arduino:

Una vez programado el Arduino se realiza una simulación de las señales PWM obtenidas, para esto se hará uso de la herramienta informática online TinkerCAD.

Al mostrar las salidas de las señales en la opción que dicha herramienta informática (TinkerCAD) ofrece llamada Serial Plotter. Esta herramienta nos permite visualizar las señales generadas por Arduino, obtenemos los resultados que se mostrarán en los apartados siguientes. El resultado obtenido son unas señales cuadradas (PWM), que tomarán únicamente dos valores o cero o uno.

#### 12.2.3.1 Par transistores para generar una senoidal con fase 240.

En las figuras 27 y 28 son mostradas las señales senoidales generadas con fase 240, es decir las conectadas al transistor Q6 (figura 27) y al transistor Q5 (figura 28).





*Figura 27. Señal PWM generada con Arduino conectada al transistor Q6.*



*Figura 28. Señal PWM generada con Arduino conectada al transistor Q5.*

#### 12.2.3.2 Par transistores para generar una senoidal con fase 0

En las figuras 29 y 30 son mostradas las señales senoidales generadas con fase nula, es decir las conectadas al transistor Q2 (figura 29) y al transistor Q1 (figura 30).



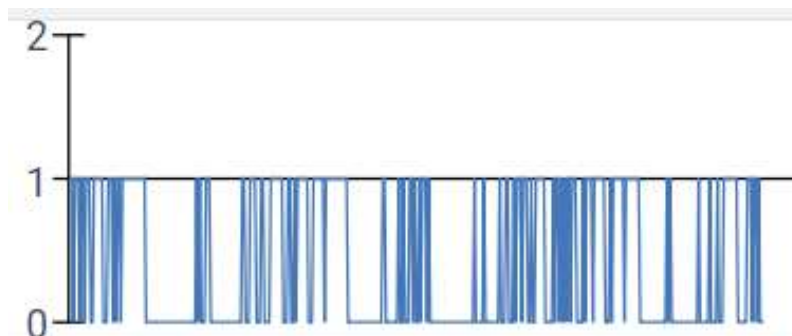
*Figura 29. Señal PWM generada con Arduino conectada al transistor Q2.*



*Figura 30. Señal PWM generada con Arduino conectada al transistor Q1.*

#### 11.2.3.3 Par transistores para generar una senoidal con fase 120

En las figuras 31 y 32 son mostradas las señales senoidales generadas con fase 120, es decir las conectadas al transistor Q3 (figura 31) y al transistor Q4 (figura 32).



*Figura 31. Señal PWM generada con Arduino conectada al transistor Q3.*

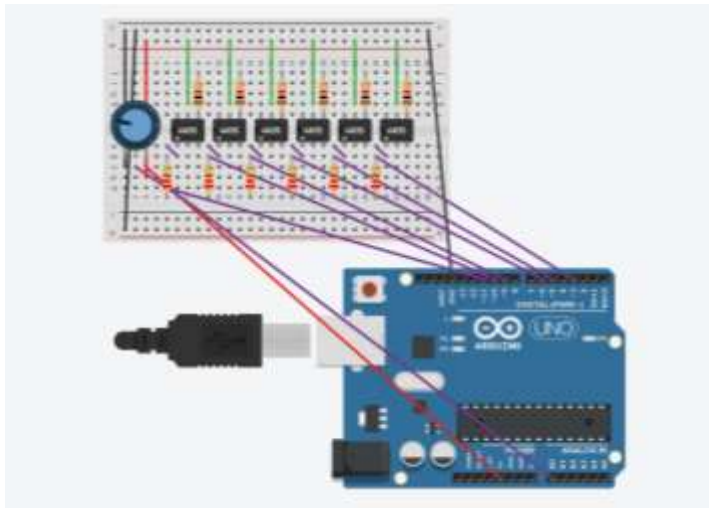


*Figura 32. Señal PWM generada con Arduino conectada al transistor Q4.*

### 12.3 Optoacopladores

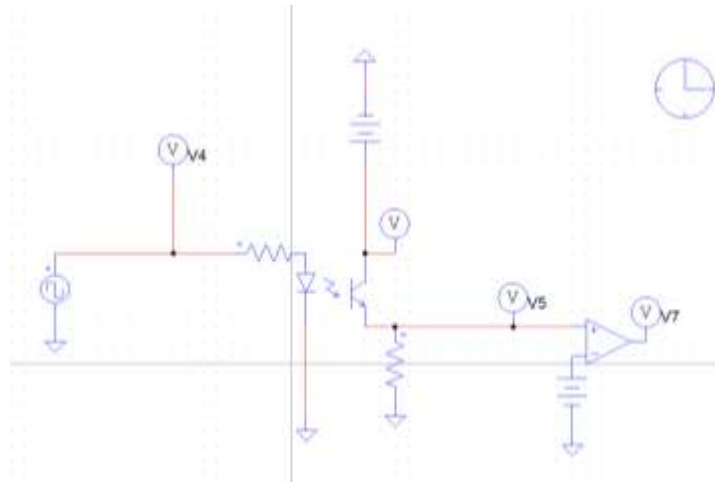
Se han simulado las señales de salida PWM después de ser aisladas con optoacopladores, usando la herramienta anteriormente comentada PSIM y a continuación la también se han simulado cada señal en particular con TinkerCAD.

El circuito simulado es el que se muestra en la figura 33, esta figura se ha realizado haciendo uso de la herramienta antes comentada TinkerCAD. Debido a que TinkerCAD no cuenta con Arduino MEGA como componente se ha hecho uso de un Arduino UNO para esta simulación, este cambio no afecta a las señales de salida.



*Figura 33. Circuito de señal de Arduino aislada con optoacopladores con el que se simula la señal aislada en TinkerCad. Debido a que TinkerCAD no cuenta con Arduino MEGA como componente se ha hecho uso de un Arduino UNO para esta simulación, este cambio no afecta a las señales de salida.*

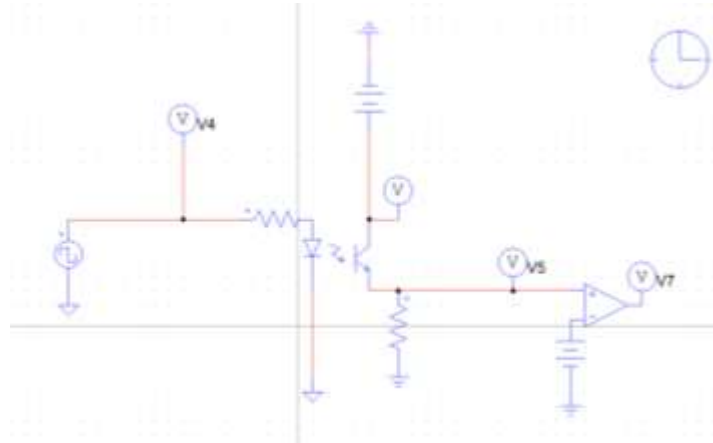
El esquema eléctrico de una de las señales es el mostrado en la figura 34, este se repetiría para las seis señales. Se precisa de un amplificador operacional por cada optoacoplador, que amplifique la señal a cinco voltios debido a que es voltaje necesario para activar los IGBTs que conforman el inversor.



*Figura 34. Circuito de una de las señales que controlarán el motor generada por Arduino aislada con optoacopladores con el que se simula la señal aislada en PSIM*

Este circuito consta de una resistencia de 220 Ohmios, y una de 10 kilo ohmios colocada a la salida de la señal aislada. En este circuito además se añade un amplificador operacional que se encarga de que la señal de salida sea una señal cuadrada que tome los valores uno o cero. Esto se consigue comparando un voltaje de referencia con la salida del optoacoplador, si ese voltaje de referencia es menor que la señal del optoacoplador la salida tendrá un valor de cinco voltios, si por el contrario el voltaje de salida es inferior al de referencia la salida del operacional será de valor nulo.

En cuanto a la señal que controlara el convertidor Buck, dado que el MOSFET necesita una señal de entre 2.5 voltios y 3.5 voltios para realizar su conmutación. El circuito será el mostrado en la figura 35.

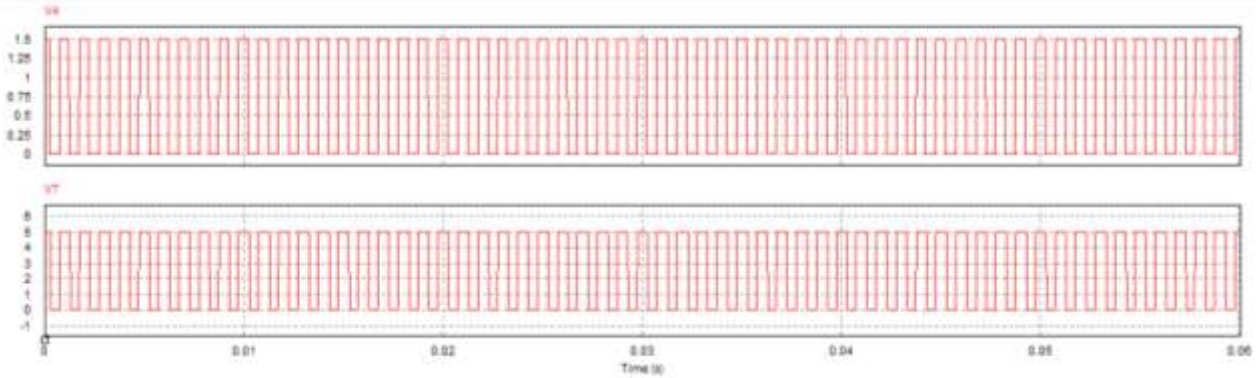


*Figura 35. Circuito de la señal que controlará la conmutación del convertidor Buck, generada en Arduino aislada con optoacopladores con el que se simula la señal aislada en PSIM*

Este circuito será exactamente igual que el de resto de señales, lo único que variaremos será el voltaje superior del amplificador operacional. El voltaje de continua de alimentación del convertidor Buck tendrán un valor de 3.3 voltios.

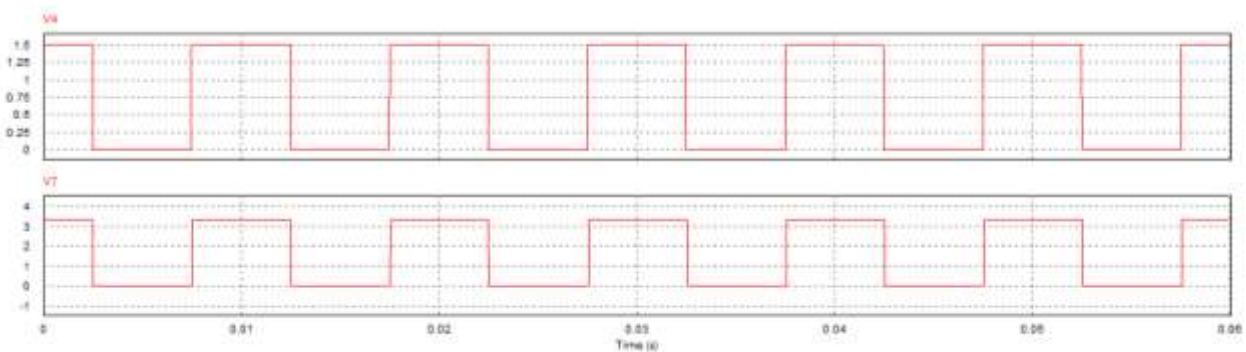
### 12.3.1 Simulación con PSIM

El resultado de la señal simulada con la herramienta informática PSIM es el que se expone en la figura 36. En esta figura se muestra por un lado la señal de salida del Arduino (parte superior de la figura) y por otro la señal que sería conectada al inversor (parte inferior de la figura) de una de las señales que controlarán la velocidad del motor.



*Figura 36. Resultado de la simulación realizada con PSIM de una de las señales que controla el motor. V4 señal a la entrada del optoacoplador, y V7 la señal a la salida del optoacoplador después de ser amplificada con el amplificador operacional.*

La señal de salida del circuito mostrado en la figura 36 es la mostrada en la figura 37. En esta figura podemos observar la señal PWM que controlará el convertidor Buck, por un lado, en la parte superior tenemos la señal a la entrada del optoacoplador, y en la parte inferior tenemos la señal a la salida del optoacoplador.



*Figura 37. Resultado de la simulación realizada con PSIM de la señal que controla el convertidor Buck. V4 señal a la entrada del optoacoplador, y V7 la señal a la salida del optoacoplador después de ser amplificada con el amplificador operacional.*

### 12.3.2 Simulación con TinkerCAD

A continuación, con el objetivo de comprobar el resultado de cada una de las señales que irían al inversor se procede a simular dichas señales con la señal de referencia programada en Arduino. Se

mostrarán las señales aisladas en la herramienta que este programa ofrece, llamada serial plotter. Serial plotter es una herramienta que te permite mostrar los resultados de una simulación mediante gráficas. Puesto que TinkerCAD no cuenta con Arduino MEGA como componente para la simulación se ha usado en su lugar un Arduino UNO, dichos resultados serán iguales al ser generados en Arduino MEGA.

Los resultados obtenidos son los que se muestran a continuación, se muestra una señal que solo puede tomar dos valores, o cero o uno.

#### 12.3.2.1 Par transistores para generar una senoidal con fase 240

En las figuras 38 y 39 son mostradas las señales senoidales generadas con fase 240 una vez optoacopladas, es decir las conectadas al transistor Q6 (figura 38) y al transistor Q5 (figura 39).



*Figura 38. Señal PWM generada con Arduino y optoacoplada, esta señal varía entre 0 y 1 pues TinkerCAD (la herramienta utilizada) solo permite estos dos valores. Esta salida se corresponde con la conectada al transistor Q6.*



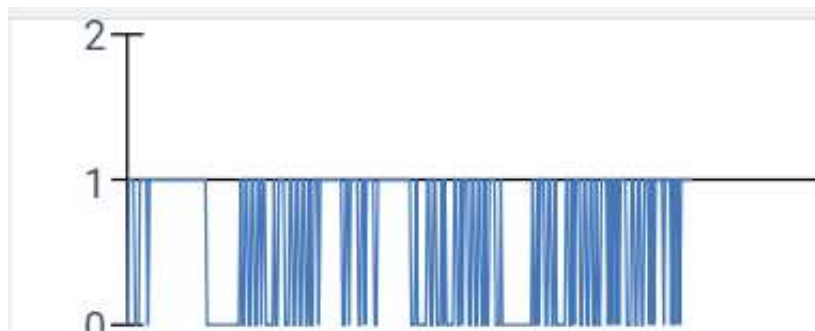
*Figura 39. Señal PWM generada con Arduino y optoacoplada, esta señal varía entre 0 y 1 pues TinkerCAD (la herramienta utilizada) solo permite estos dos valores. Esta salida se corresponde con la conectada al transistor Q5.*

### 12.3.2.2 Par transistores para generar una senoidal con fase 0

En las figuras 40 y 41 son mostradas las señales senoidales generadas con fase cero una vez optoacopladas, es decir las conectadas al transistor Q2 (figura 40) y al transistor Q1 (figura 41).



*Figura 40. Señal PWM generada con Arduino y optoacoplada, esta señal varía entre 0 y 1 pues TinkerCAD (la herramienta utilizada) solo permite estos dos valores. Esta salida se corresponde con la conectada al transistor Q2.*



*Figura 41. Señal PWM generada con Arduino y optoacoplada, esta señal varía entre 0 y 1 pues TinkerCAD (la herramienta utilizada) solo permite estos dos valores. Esta salida se corresponde con la conectada al transistor Q1.*

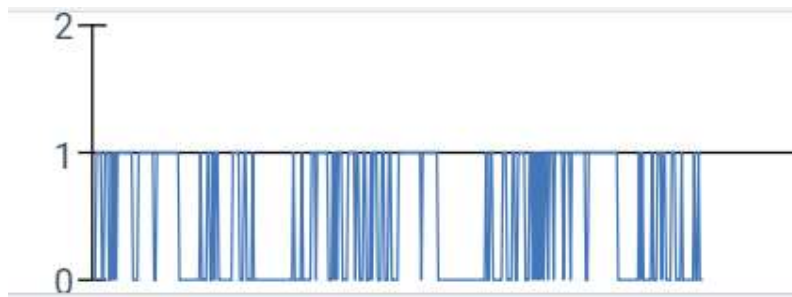
### 12.3.2.3 Par transistores para generar una senoidal con fase 120

En las figuras 42 y 43 son mostradas las señales senoidales generadas con fase 120 una vez optoacopladas, es decir las conectadas al transistor Q3 (figura 42) y al transistor Q4 (figura 43).





*Figura 42. Señal PWM generada con Arduino y optoacoplada, esta señal varía entre 0 y 1 pues TinkerCAD (la herramienta utilizada) solo permite estos dos valores. Esta salida se corresponde con la conectada al transistor Q3.*



*Figura 43. Señal PWM generada con Arduino y optoacoplada, esta señal varía entre 0 y 1 pues TinkerCAD (la herramienta utilizada) solo permite estos dos valores. Esta salida se corresponde con la conectada al transistor Q4.*

#### 12.4 Generación de una PWM que controla el convertidor Buck.

Se procede a simular la señal encargada de controlar el convertidor Buck, con la herramienta informática TinkerCAD anteriormente comentada. Como dicha herramienta no cuenta con un Arduino MEGA se hace imposible simular esta señal junto con las encargadas de controlar el inversor, por tanto, esta se simulará con un Arduino UNO y de manera aislada a las señales del inversor anteriormente simuladas. Esta señal dependerá del potenciómetro del que dependen las señales que controlan el inversor. Dicha señal es mostrada en la figura 42. Se mostrará la señal aislada en la herramienta que este programa ofrece, llamada serial plotter.

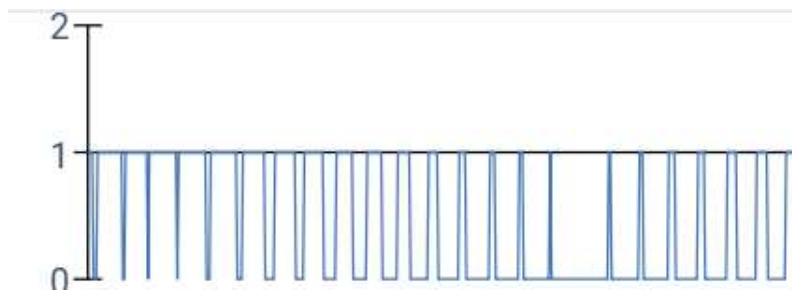


Figura 44. Señal PWM encargada de controlar el convertidor Buck.

## 12.5 Inversor

Si la señal de modulación por ancho de pulso (PWM) le añadimos la etapa del inversor podremos observar la señal de entrada al motor. El circuito de que une la generación de PWM a la etapa del inversor es mostrado en la figura 45.

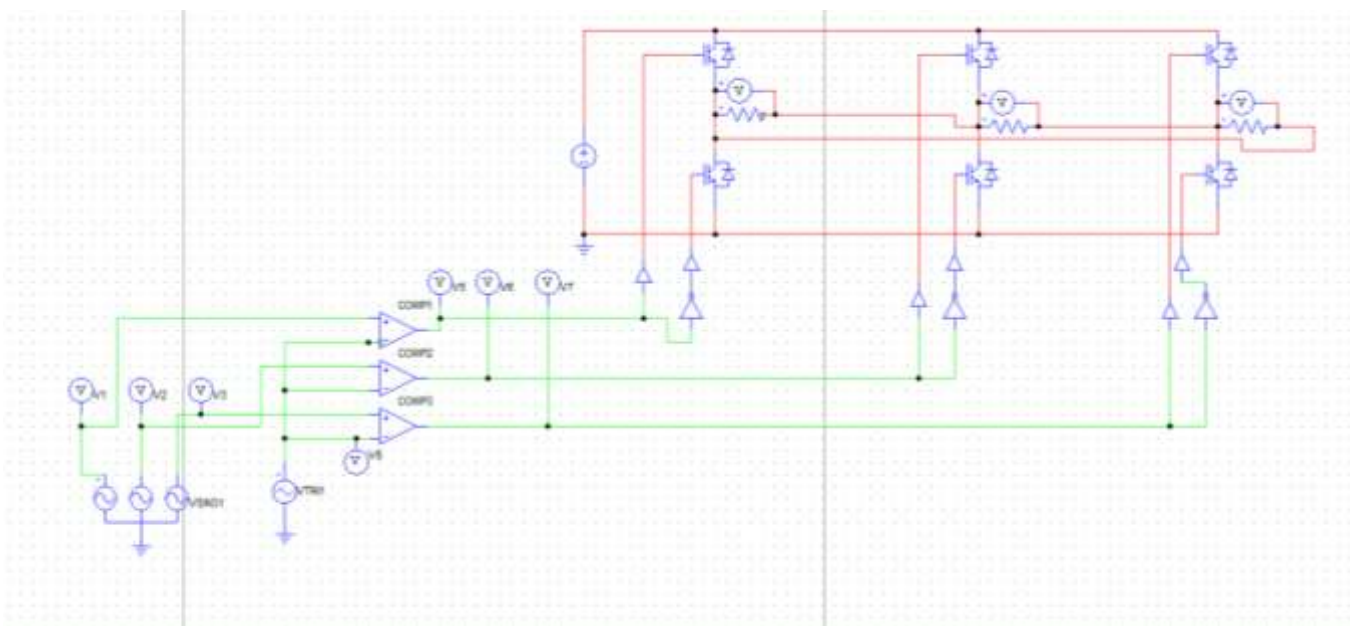
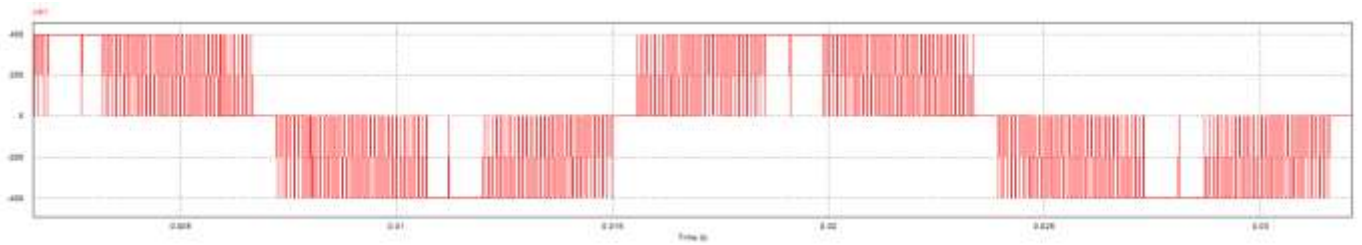
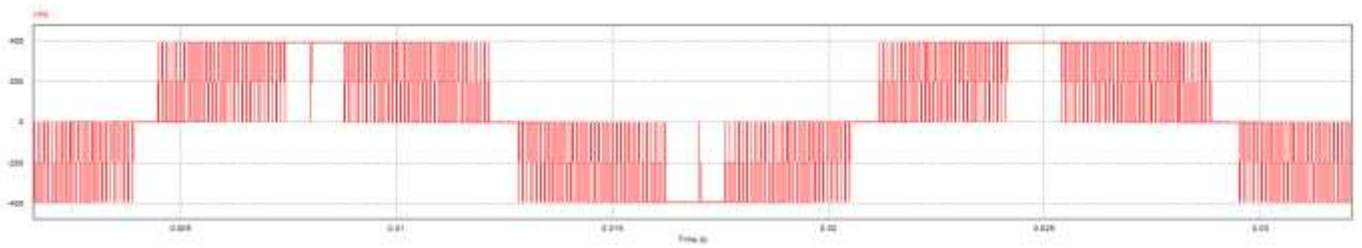


Figura 45. Se muestra el circuito de generación de PWM, y a continuación el inversor, parte encargada de transformar la corriente continua en alterna.

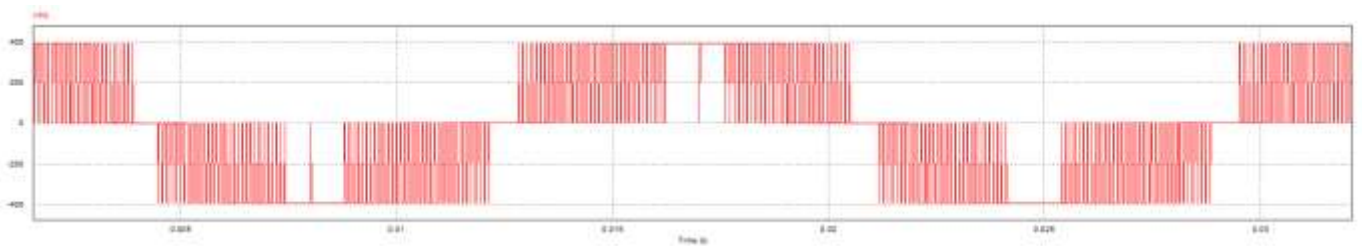
Las salidas del inversor, las señales conectadas al motor serán las mostradas en las figuras 46, 47 y 48.



*Figura 46. Señal producida en la salida 1 del inversor, señal senoidal que está conectada al motor. (simulador de la herramienta informática PSIM).*



*Figura 47. Señal producida en la salida 2 del inversor, señal senoidal que está conectada al motor. (simulador de la herramienta informática PSIM).*

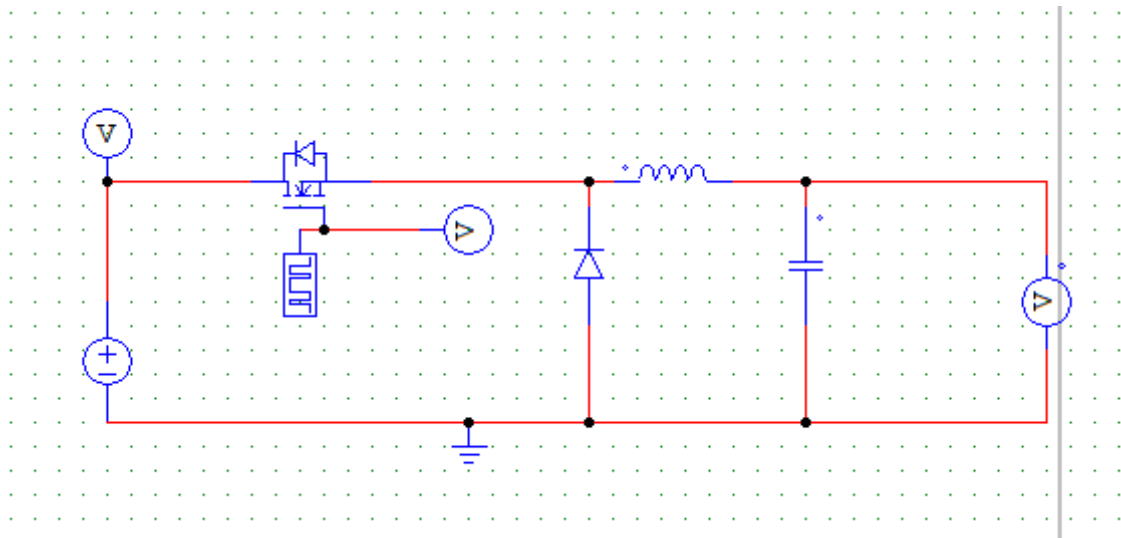


*Figura 48. Señal producida en la salida 3 del inversor, señal senoidal que está conectada al motor. (simulador de la herramienta informática PSIM).*

En cada una de las salidas del inversor, como se muestra en las figuras 46, 47 y 48 se obtienen unas salidas prácticamente senoidales.

## 12.6 Convertidor DC/DC (Buck)

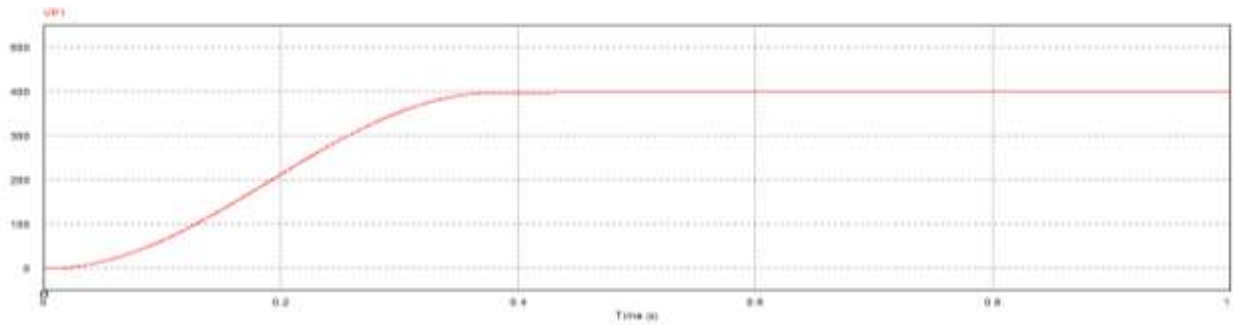
Se procederá a simular un convertidor Buck, como es mostrado en la figura 49. Consistente en un interruptor controlable. Para tal fin se utiliza un transistor de efecto de campo (MOSFET) controlado por una señal generada por Arduino, un diodo, un condensador y una bobina con los valores mostrados anteriormente en el diseño.



*Figura 49. Circuito de convertidor Buck, es un convertidor DC/DC, que pretende controlar el voltaje a la salida de este. Realizado con la herramienta informática PSIM.*

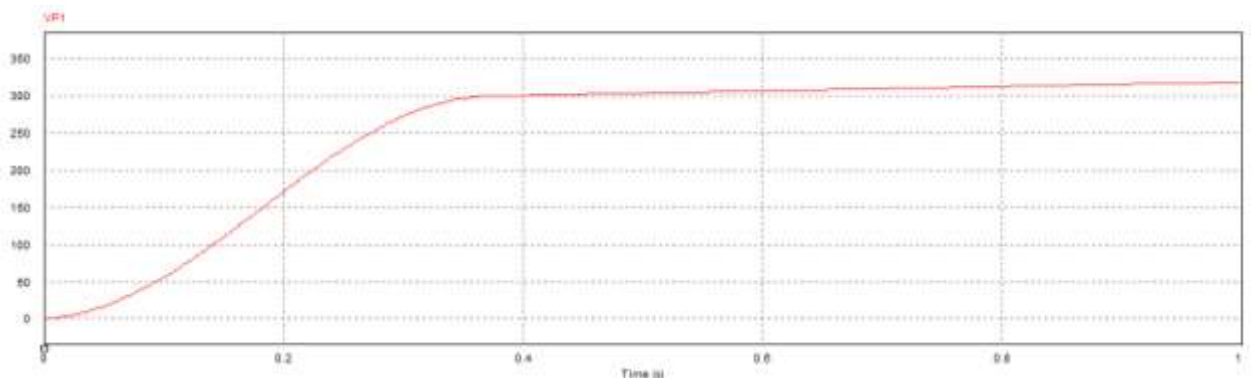
### 12.6.1 Señal a la salida del convertidor

A la salida del convertidor se obtiene la señal mostrada en la figura cincuenta. Obtenemos una señal que en su estado estacionario es una continua de 400 voltios como habíamos diseñado.



*Figura 50. Señal a la salida del convertidor Buck, esta señal es una continua de 400 voltios de amplitud. VP1 representa la señal de salida del convertidor, con una frecuencia de 50 Hz.*

Al variar la frecuencia de entrada al MOSFET obtendríamos una señal de salida diferente, por ejemplo, si la frecuencia es de 40 hercios se obtendrá la señal mostrada en la figura 51, una señal de continua de 350 voltios.



*Figura 51. Señal a la salida del convertidor Buck, esta señal es una continua de 350 voltios de amplitud. VP1 representa la señal de salida del convertidor, con una frecuencia de 40 Hz.*

Si rebajamos la frecuencia a 25 hercios la señal obtenida es la que se muestra en la figura 52, esta señal es una señal continua de trescientos voltios.

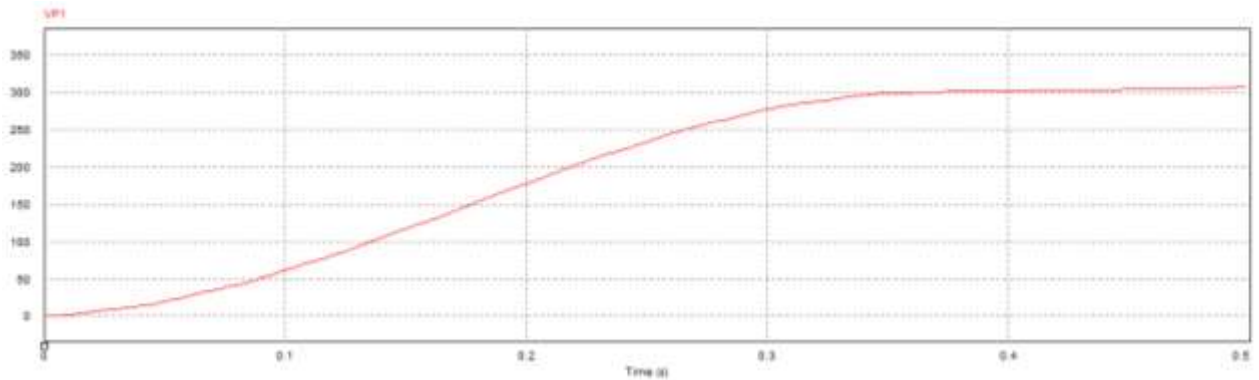


Figura 52. Señal a la salida del convertidor Buck, esta señal es una continua de 300 voltios de amplitud. VP1 representa la señal de salida del convertidor, con una frecuencia de 25 Hz.

De esta manera al variar la frecuencia de control del convertidor Buck, podremos variar la entrada de voltaje del motor.

Si simulamos el circuito incluyendo el rectificador y el filtro como es mostrado en la figura 53.

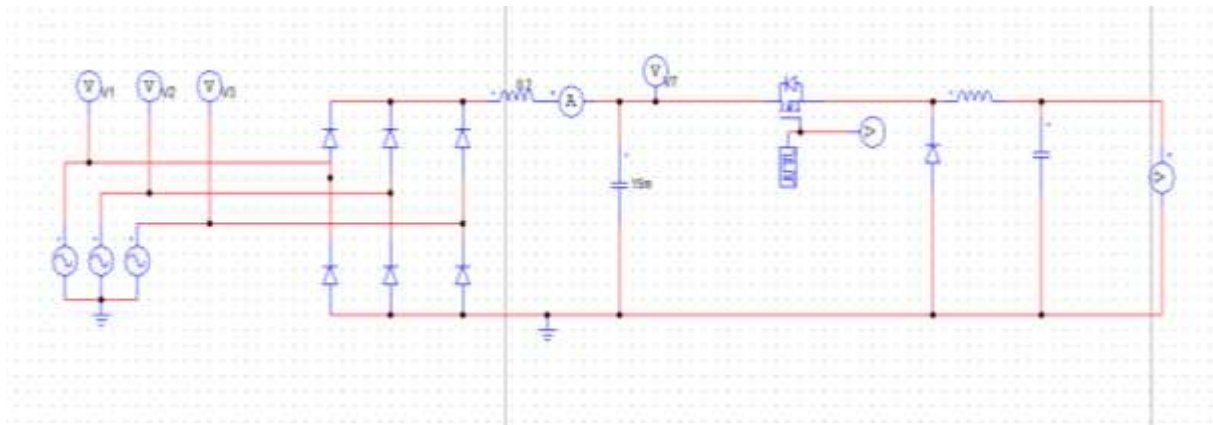
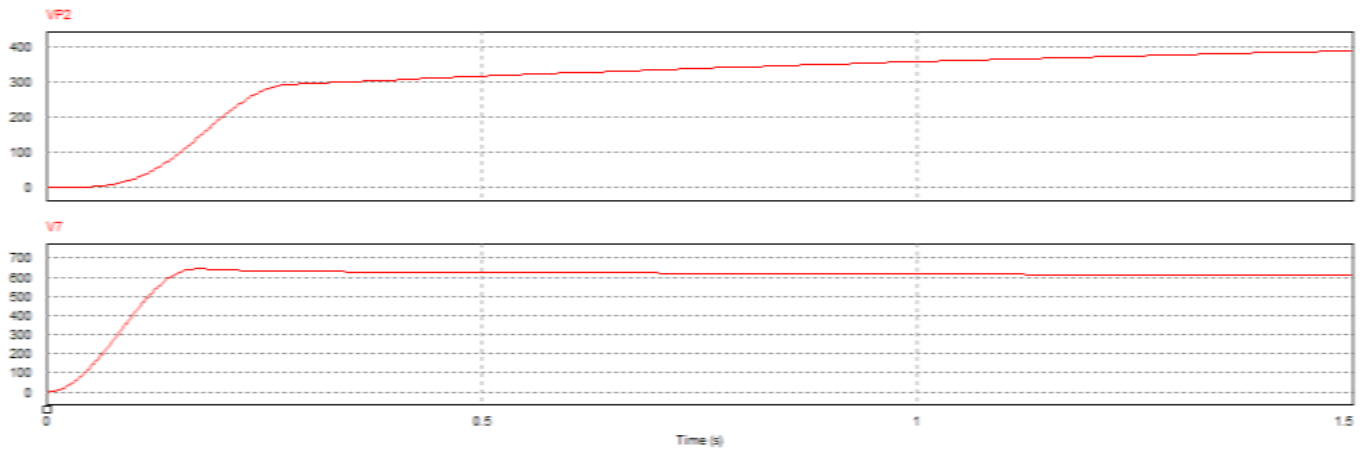


Figura 53. Circuito en el que se encuentran representados el puente de diodos (rectificador), el filtro LC (consistente en una bobina y un condensador), y el convertidor Buck.

Se obtiene, tal y como habíamos diseñado una salida de 400 voltios, mostrada en la parte superior de la figura 54. En esta figura también se muestra la señal de salida del filtro (parte inferior de la figura).



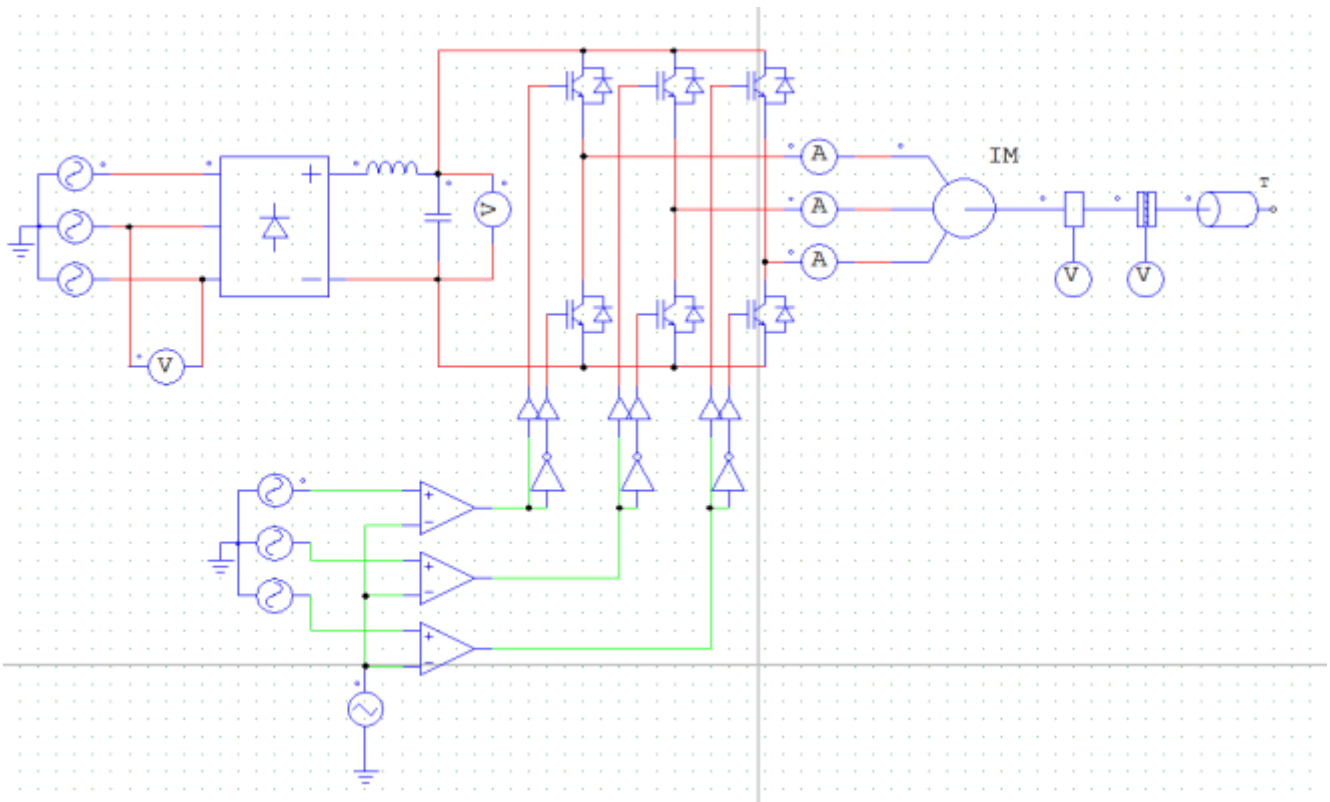
*Figura 54. Señal de salida y de entrada al convertidor Buck. V7 es la señal de salida del filtro que a su vez será la señal de entrada en el convertidor Buck. VP2 es la señal que sale del convertidor Buck.*

## 12.7 Motor

Para la simulación del motor utilizarán los datos anteriormente calculados en el epígrafe cinco como la resistencia en el estator y en el rotor, las inductancias del estator, el rotor y la inductancia magnetizaste, el número de polos del motor y el momento de inercia de este.

El circuito resultante, sin el convertidor Buck, es el que se observa en la figura 55. A partir, de este circuito se realizarán una serie de simulaciones.

En esta figura se muestra la etapa de potencia, mientras que la etapa de control será simulada con la generación de señales PWM.



*Figura 55. Circuito de sistema de control de velocidad de un motor de inducción, realizado mediante la herramienta informática PSIM.*

A partir del circuito mostrado en la figura 55 se realizarán una serie de comparaciones de algunas señales del motor, las cuales serán mostradas en los epígrafes siguientes.

#### 12.7.1 Entrada y salida del rectificador

En primer lugar, observamos en la figura 56 la señal de entrada frente a la de salida del rectificador. Donde la señal roja es la señal de continua a la salida del rectificador, y la azul una de las señales de alterna a la entrada de este.



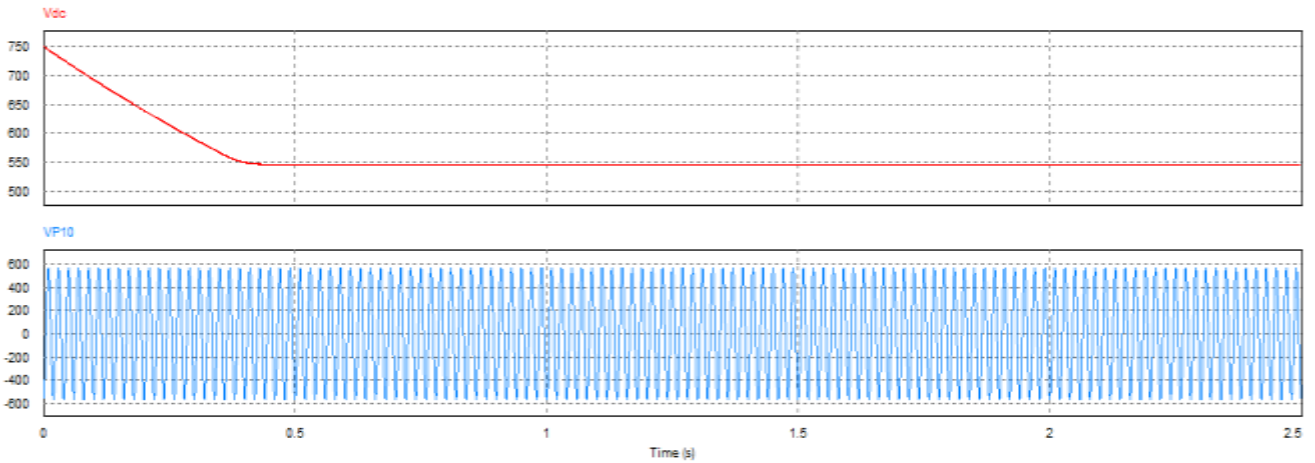


Figura 56. Entrada y salida del rectificador, Vdc se corresponde con la señal de salida del rectificador, y VP10 con la entrada al rectificador.

Siendo la señal azul (que se encuentra en la parte inferior de la figura 56) la señal de entrada al rectificador, una fase senoidal. A la salida observamos la señal rectificada, prácticamente una línea recta (señal roja, colocada en la parte superior de la figura 56).

#### 12.7.2 Entrada y salida convertidor DC/AC (inversor)

En la figura 57 comparamos las señales de una de las salidas del inversor (parte superior de la figura 57) con una de las señales de entrada senoidales a la entrada del circuito (parte inferior de la figura 57).

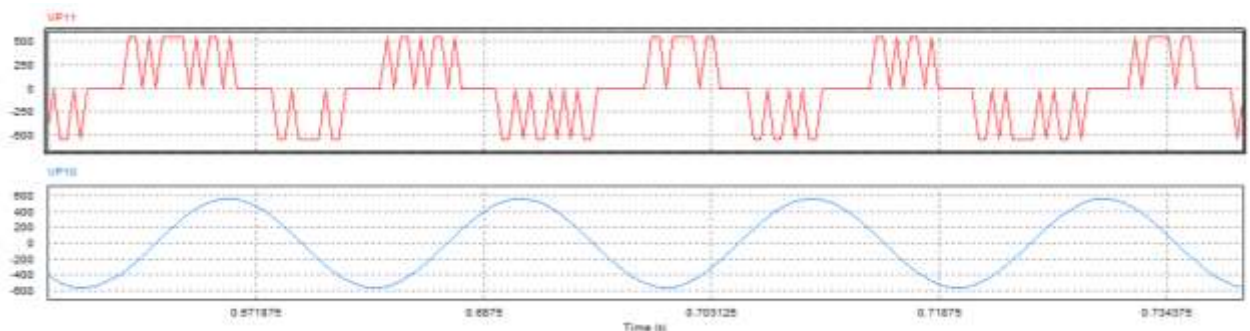
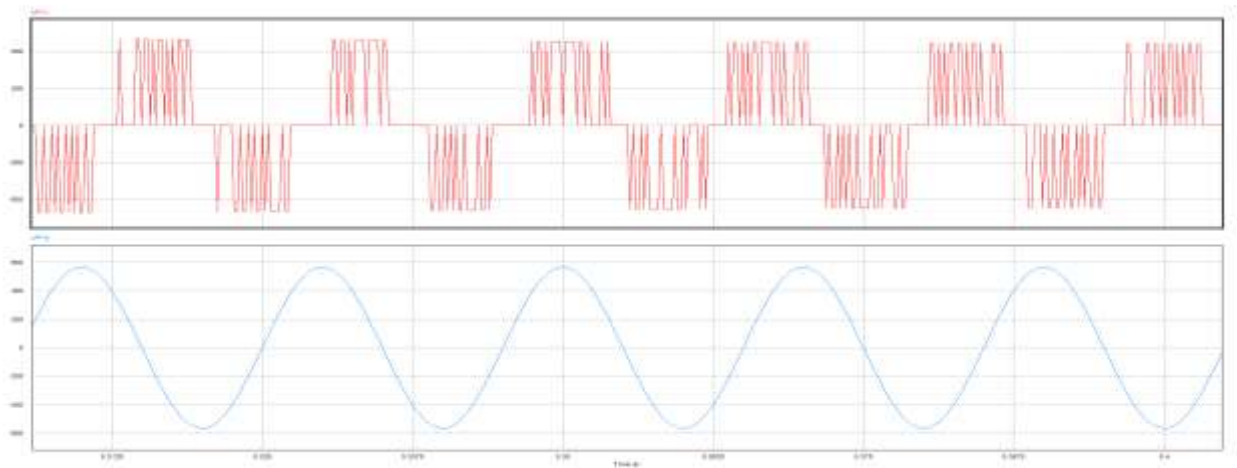


Figura 57. Salida del inversor frente a la señal de partida, donde VP11 se corresponde con una de las salidas del inversor, y VP10 es una de las señales senoidales de entrada al circuito

Se puede apreciar a la salida del convertidor de corriente continua a alterna (DC/AC) una señal senoidal que depende la frecuencia de la PWM (modulación por ancho de pulso) y que controlará la velocidad del motor (VP11, en la figura cincuenta y siete). En esta figura la frecuencia de la PWM es de 1500 hercios.

Si modificamos esta frecuencia debería modificarse también la señal a la salida del convertidor, y por tanto la velocidad del motor.

Si elevamos la frecuencia al doble la señal resultante sería la mostrada en la 58.

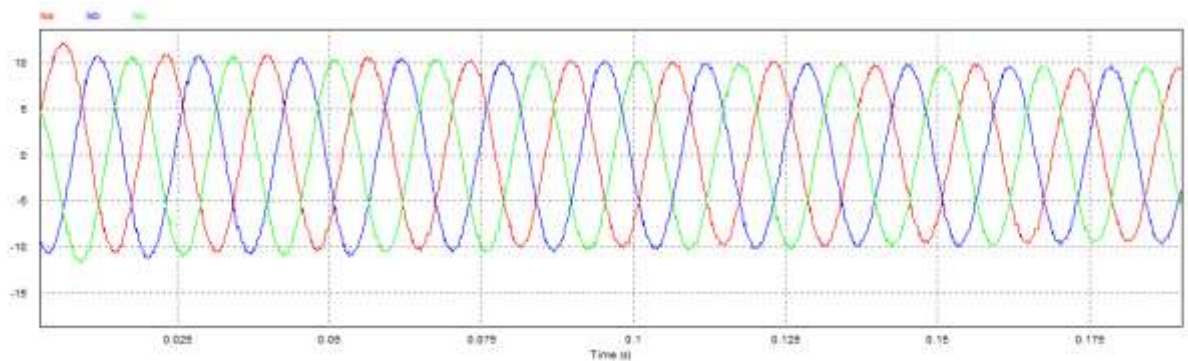


*Figura 58. Salida del inversor frente a la señal de partida tras variar la frecuencia de la señal PWM, VP11 se corresponde con la salida del inversor, y VP10 con la señal senoidal a la entrada del circuito.*

Observamos, en la parte superior de la figura 58 en comparación con la figura 54, que la señal tras variar la frecuencia de la señal PWM que controla el inversor se ha modificado. Reduciendo su periodo, esto hará que el motor se mueva más rápido.

### 12.7.3 Corriente que alimenta el motor

En la figura 59 observaremos las señales senoidales que alimentan al motor, es decir, las generadas a la salida del inversor. Son tres señales de corriente senoidales desfasadas 120 grados cada una.



*Figura 59. Señales de corriente senoidales que alimentan al motor.  $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$  e  $I_{sc}$  se corresponden con las señales de corriente que alimentan al motor.*

Se pueden apreciar unos picos en el principio de la gráfica hasta que estas señales alcanzan su estado estacionario.

#### 12.7.4 Par desarrollado por el motor frente a la corriente que alimenta el motor.

A continuación, en la figura 60 se muestra el par desarrollado por el motor, y el desarrollado por la carga por un lado en la gráfica colocada en el lado inferior de la figura. En esta figura se mostrarán dos pares, por un lado, el par desarrollado por la carga  $T_{load}$ , y por otro el par total resultante  $T_{em\_IM4}$ . En este caso ambos coinciden. También se mostrará la corriente que alimenta el motor en la gráfica situada en el lado superior de la figura sesenta, esta corriente tendrá un par de 2.5 newton metro y un momento de inercia de 0.01 julios. El par comenzaría en una etapa de transitorio, donde la señal oscila más para luego llegar a su etapa en el estacionario.

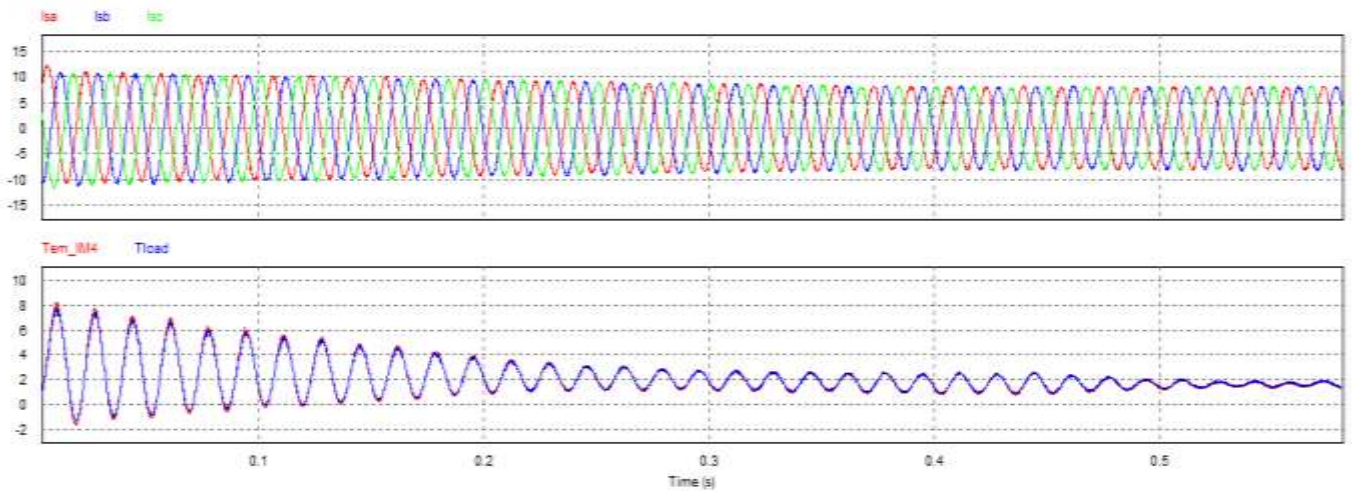


Figura 60. En esta figura se muestra el par desarrollado por el motor ( $tem\_IM4$ ), el par desarrollado por la carga ( $Tload$ ) y las corrientes que alimentan el motor, señales senoidales desfasadas ciento veinte grados ( $I_a$ ,  $I_b$  e  $I_c$ ).

Observamos en la figura 60 como a medida que pasa el tiempo el par se va estabilizando.

Si modificamos la carga y le ponemos un momento de inercia nulo, manteniendo el par al valor fijado de 2.5 Nm, aparecería que el par desarrollado por la carga es una constante. Tal y como es mostrado en la figura 61.

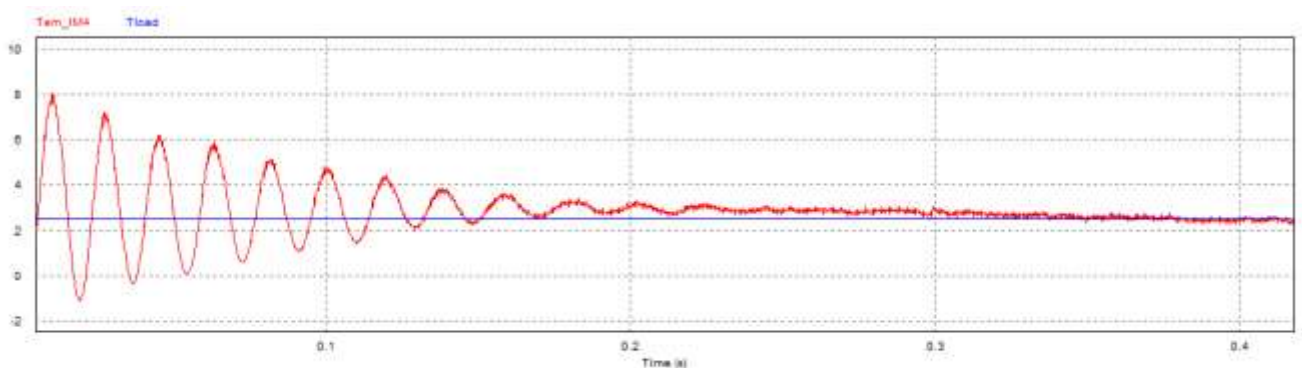
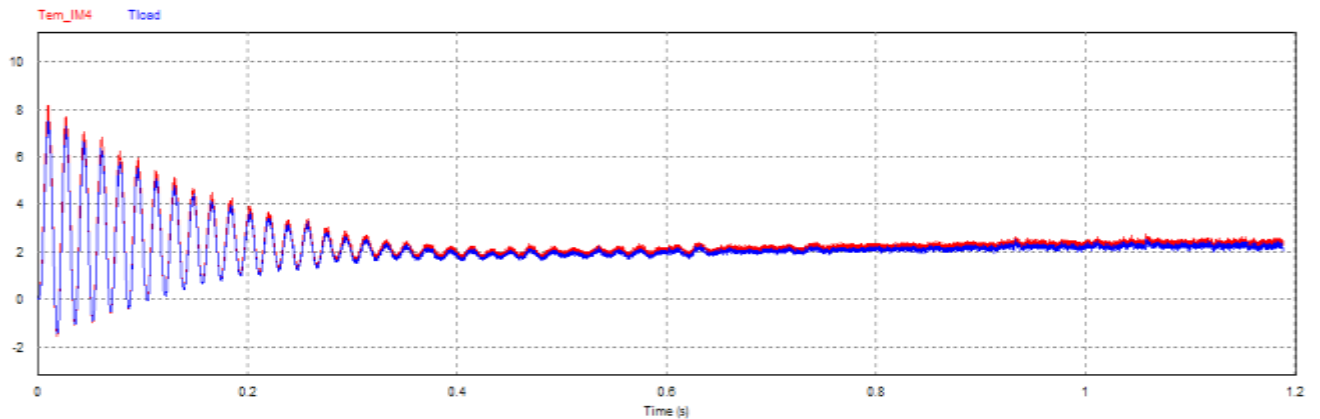


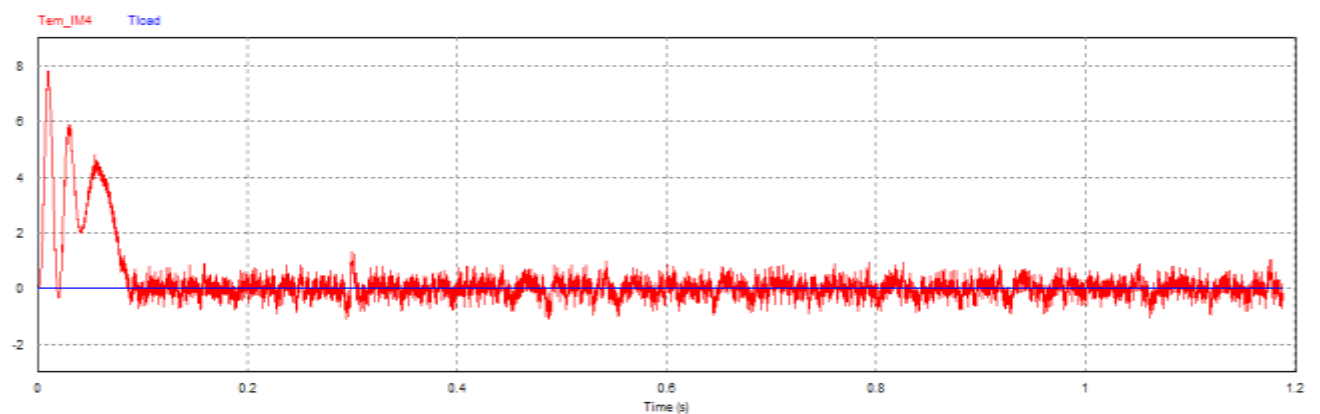
Figura 61. Par desarrollado por el motor ( $Tem\_IM4$ ) frente al par desarrollado por la carga ( $Tload$ ) con un momento de inercia nulo en la carga y un par de 2.5 Nm. El par desarrollado por la carga es una constante, mientras que el par desarrollado por el motor atraviesa unos instantes de transitorio, para acabar en su estado estacionario.

Por otro lado, si hacemos nulo el par de la carga con una inercia de 0.01 J el par desarrollado por la carga y el par desarrollado por el motor serian prácticamente iguales, como se muestra en la figura 62.



*Figura 62. Par desarrollado por el motor ( $Tem_{IM4}$ ) frente al par desarrollado por la carga ( $Tload$ ) con un par nulo en la carga. Se observa que ambos pares son prácticamente iguales.*

Si la carga no tuviese par ni momento de inercia el resultado sería que por un lado el par desarrollado por la carga es nulo, y el desarrollado por el motor comenzaría en una etapa de transitorio donde tendría unas pequeñas oscilaciones para luego llegar a convertirse en una señal pequeña con muchas oscilaciones prácticamente ruido. Esto es mostrado en la figura 63.

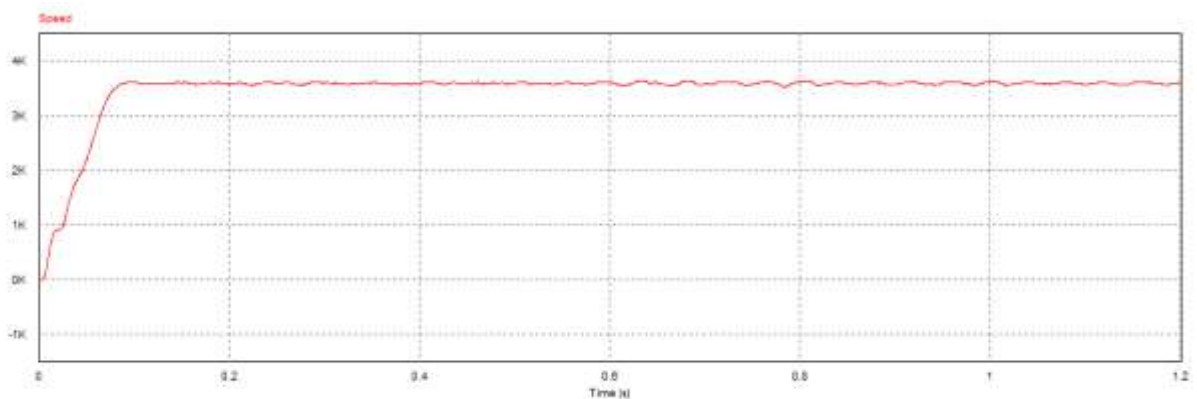


*Figura 63. Par desarrollado por el motor ( $Tem_{MI4}$ ) frente al par desarrollado por la carga ( $Tload$ ) con un par y un momento de inercia nulo en la carga. Se observa como el par desarrollado por la carga es nulo, y el par*

*desarrollado por el motor atraviesa un pequeño estado transitorio para luego convertirse en una señal que es prácticamente ruido.*

### 12.7.5 Velocidad del motor

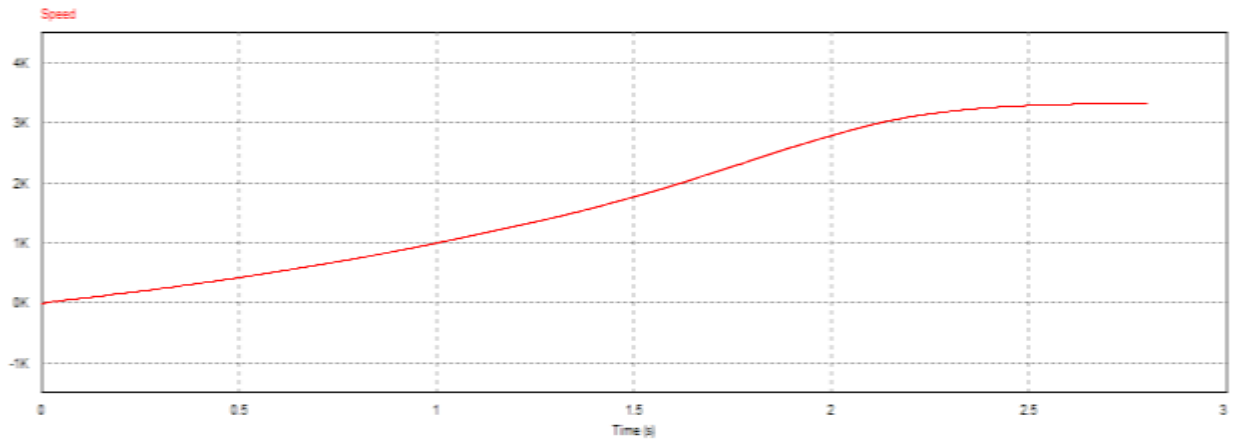
La velocidad del motor sin carga es la que se observa en la gráfica mostrada en la figura 64.



*Figura 64. Velocidad del motor sin carga (Speed). Se muestran unos pequeños picos durante el transitorio, hasta que la señal alcanza su estado estacionario.*

Observamos la presencia de unos pequeños picos hasta que la señal rápidamente alcanza el estacionario. El motor se mueve a una velocidad mayor que a la nominal pues no tiene ninguna carga que le dificulte el movimiento.

En el caso de que la velocidad del motor tuviese una carga de 0.01 J de momento de inercia y 2.5 Nm de par, obtendríamos una gráfica como la mostrada en la figura 65.

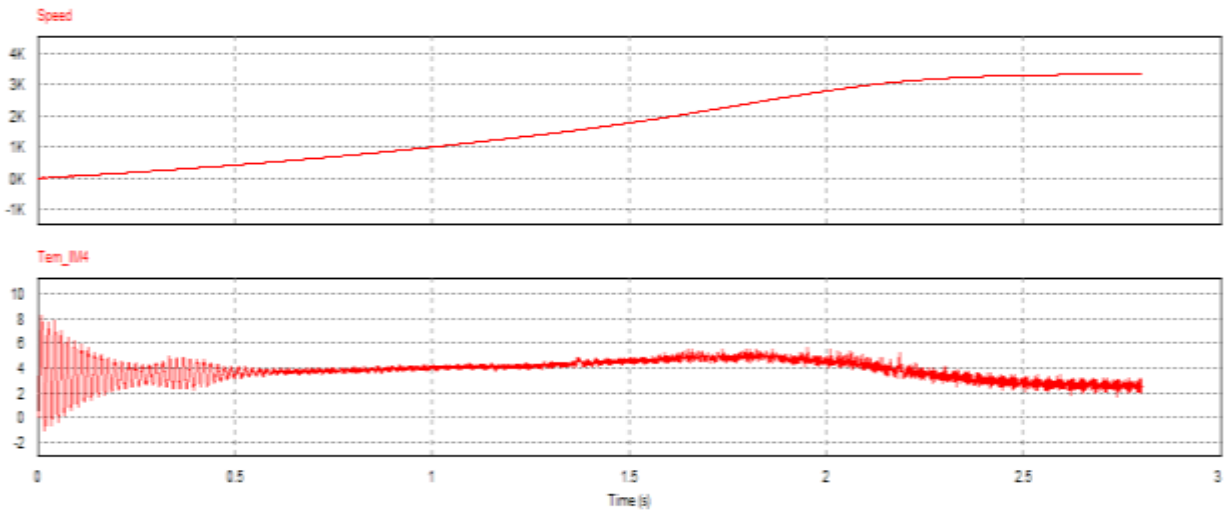


*Figura 65. Velocidad del motor (Speed) con una carga de 0.01 J de momento de inercia y 2.5 Nm de par. Tras pasar su estado transitorio alcanza una velocidad aproximada de 3000 revoluciones por minuto.*

Observamos, en la figura anterior (figura 65) que la señal de velocidad del motor tras pasar un estado transitorio llega a su estado estacionario con una velocidad un poco mayor a tres mil revoluciones por minuto (aproximadamente la velocidad nominal del motor).

#### 12.7.6 Velocidad del motor frente al par desarrollado por este mismo motor

A continuación, en la figura 66, se mostrarán en dos graficas la velocidad del motor (gráfica colocada en el lado superior de la figura, Speed) y el par desarrollado por este mismo motor (gráfica colocada en el lado inferior de la figura, Tem\_IM4). Con esta comparación se pretende ilustrar que la velocidad y el par son inversamente proporcionales.



*Figura 66. Velocidad del motor, Speed frente al par desarrollado por este mismo motor (Tem\_IM4), con una carga de 0.01 J de momento de inercia y 2.5 Nm de par. Se observa como las señales se estabilizan a la vez.*

En la figura sesenta y seis se puede apreciar que el par y la velocidad llegan prácticamente a la vez a su estado estacionario. Se observan una serie de ruido en el estado transitorio hasta que alcanzan su estado estacionario.

## 12.8 Circuito del motor con convertidor Buck

Si repetimos las simulaciones del apartado 12.6, introduciendo un convertidor Buck en el circuito, como se muestra en la figura 67.



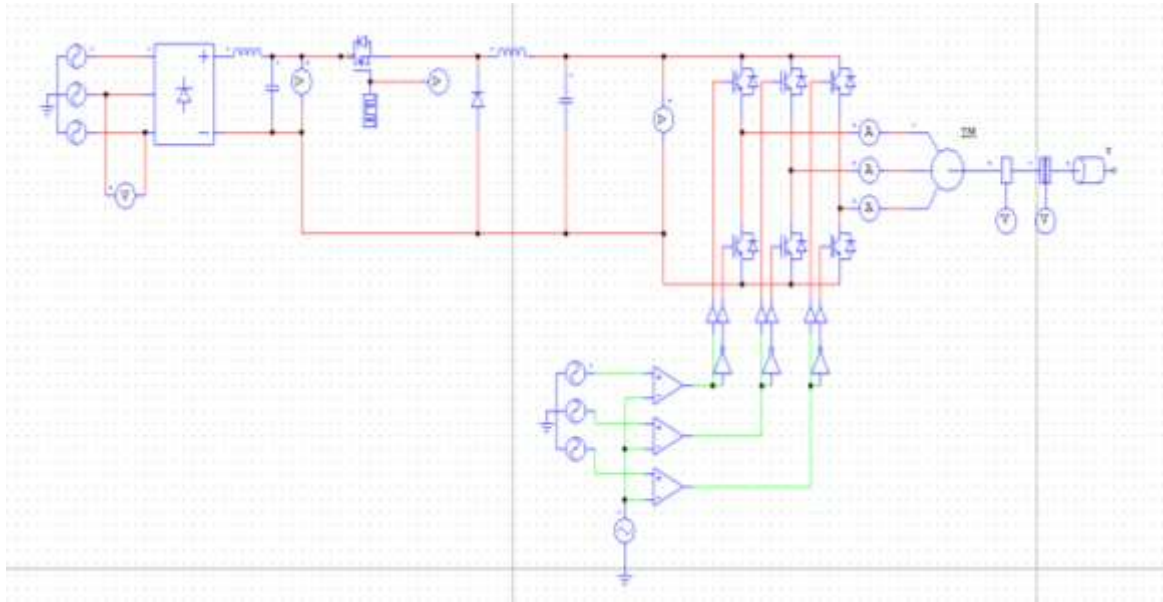


Figura 67. Circuito de potencia y control de un motor mediante señales PWM.

### 12.8.1 Entrada y salida del rectificador

En primer lugar, observamos en la figura 68 la señal de entrada frente a la de salida del rectificador, después de añadir el convertidor Buck. Donde la señal Vdc es la señal de continua a la salida del rectificador, y la señal VP10 una de las señales de alterna a la entrada de este.

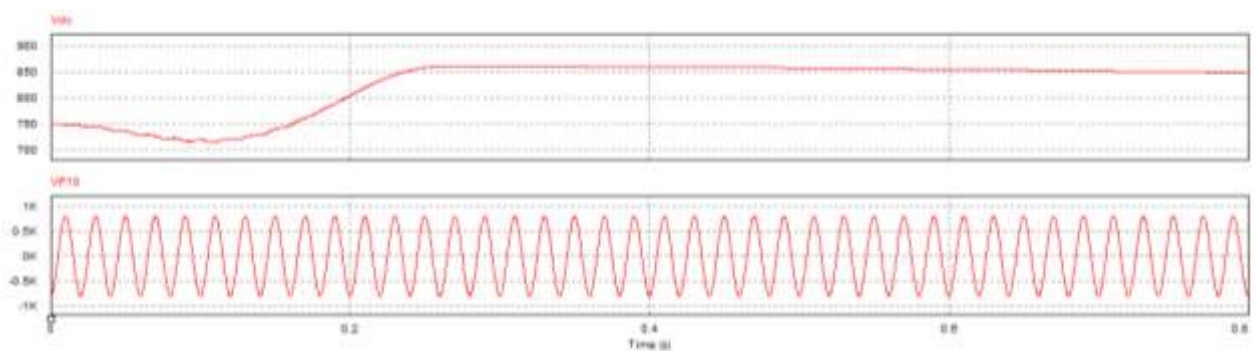
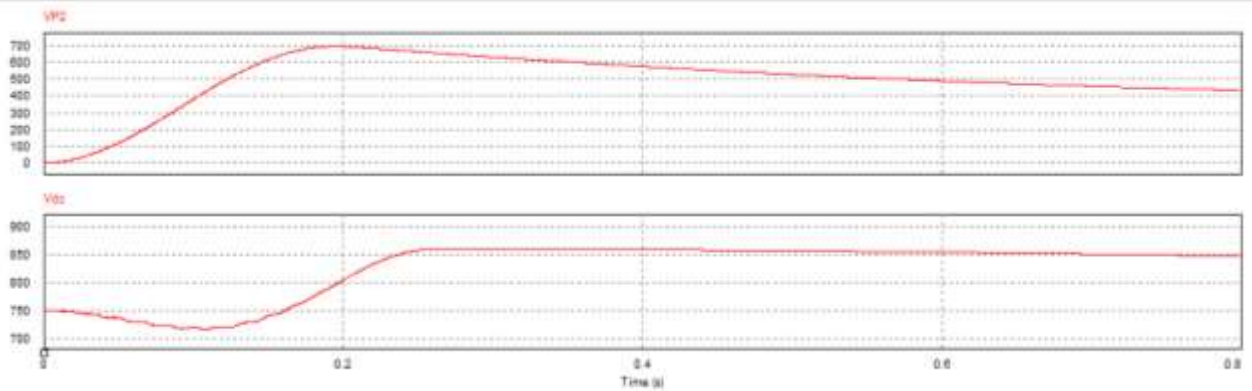


Figura 68. Entrada y salida del rectificador, Vdc se corresponde con la señal de salida del rectificador, y VP10 con la entrada al rectificador.

### 12.8.2 Entrada y salida del convertidor Buck

En la figura 69 observaremos las señales de entrada y salida del convertidor Buck. Por un lado, en la parte superior observamos la salida del convertidor Buck VP2 y, por otro lado, en la parte inferior la entrada al convertidor.

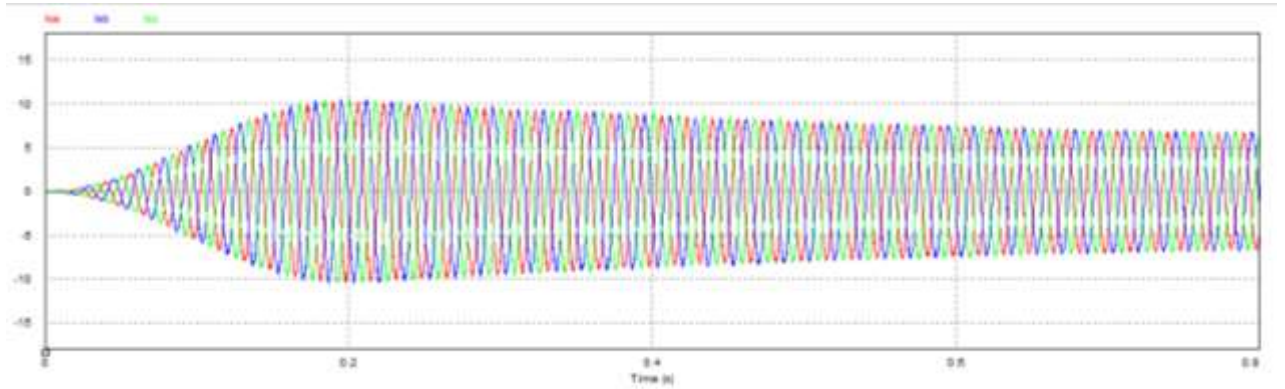


*Figura 69. Entrada y salida del convertidor Buck. Donde VP2 se corresponde con la señal de salida del convertidor, y Vdc con la señal de entrada al mismo.*

En la figura 69, se puede apreciar como la señal se aprecia hasta alcanzar unos cuatrocientos voltios prácticamente estables de señal de salida.

### 12.8.3 Corriente que alimenta el motor

En la figura 70 observaremos las señales senoidales que alimentan al motor, es decir las generadas a la salida del inversor. Son tres señales de corriente senoidales desfasadas 120 grados cada una.

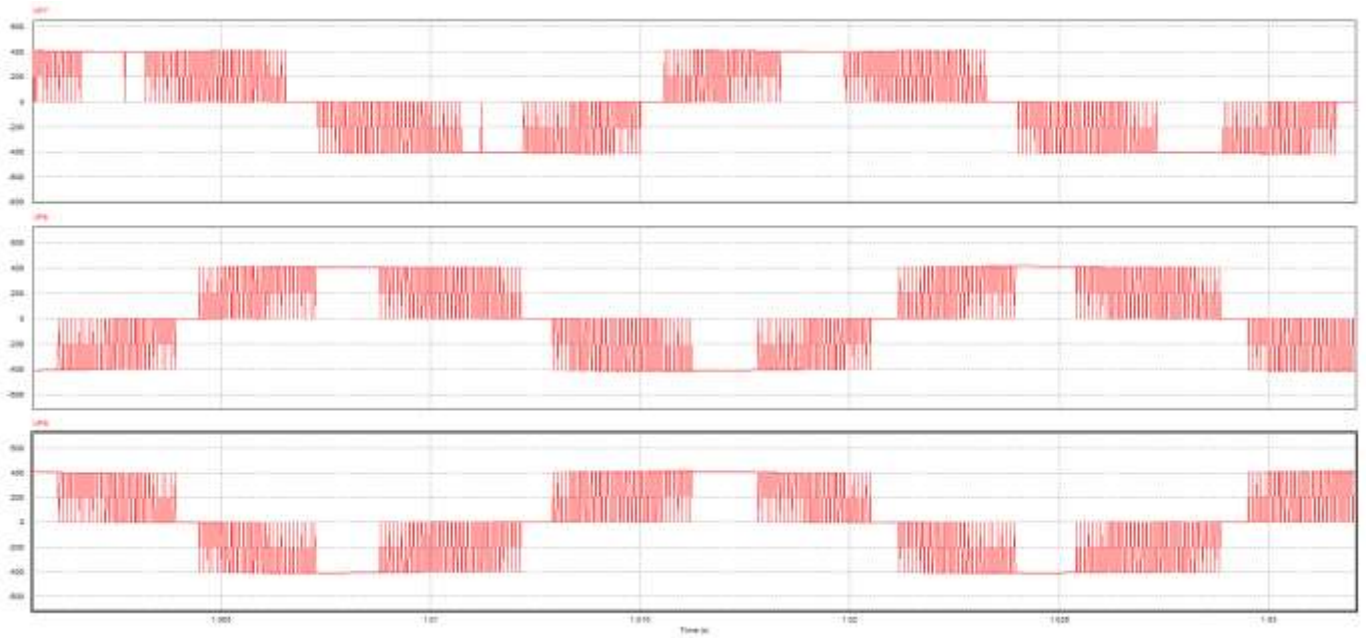


*Figura 70. Señales de corriente senoidales que alimentan al motor.  $I_a$ ,  $I_b$  e  $I_c$  se corresponden con las señales de corriente que alimentan al motor.*

Se pueden apreciar una serie de irregularidades en las señales el principio de la gráfica hasta que estas señales alcanzan su estado estacionario.

#### 12.8.4 Salida del convertidor DC/AC (inversor)

En la figura 71 se muestran las señales de salida del inversor, una vez alcanzado el estado estacionario. Estas señales son formadas a partir de las señales PWM generadas por Arduino.

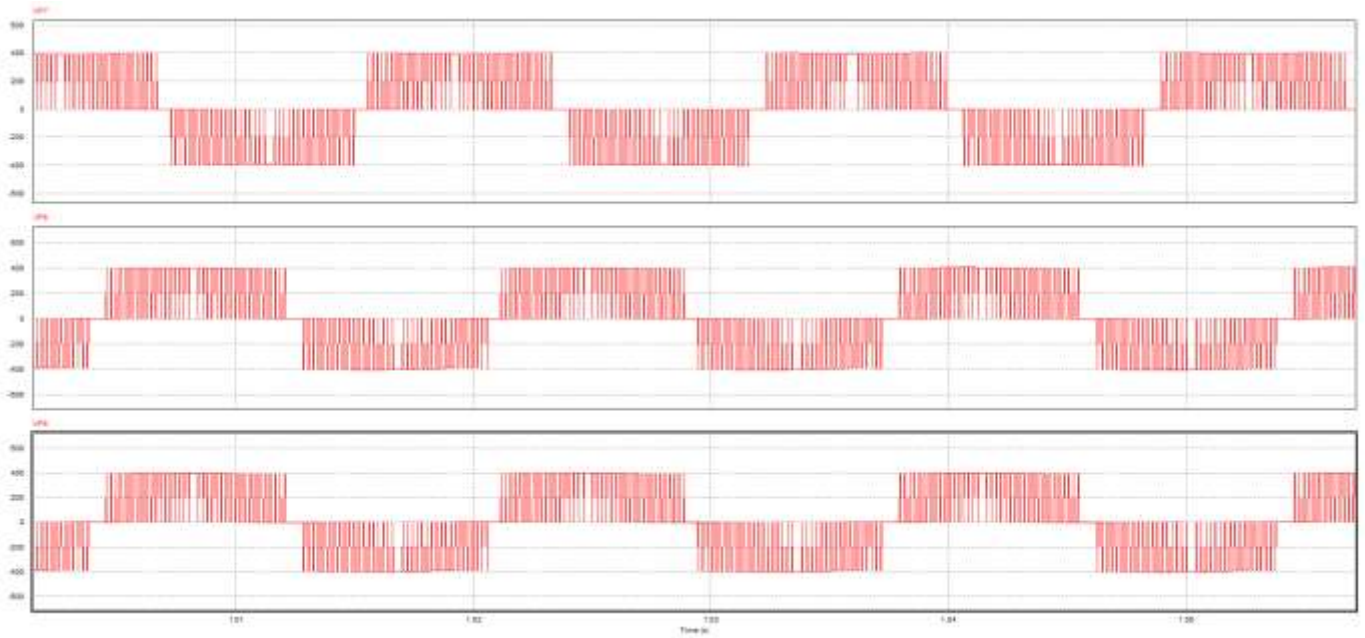


*Figura 71. Salidas del inversor, donde VP7, VP8 y VP9 se corresponden con las señales a la salida del inversor.*

Se puede apreciar a la salida del convertidor de corriente continua a alterna (DC/AC) una señal senoidal que depende la frecuencia de la PWM (modulación por ancho de pulso) y que controlará la velocidad del motor. La señal PWM tiene una frecuencia de 10000 Hz.

Si modificamos esta frecuencia debería modificarse también la señal a la salida del convertidor, y por tanto la velocidad del motor.

Si reducimos la frecuencia de la señal PWM a la mitad, la señal resultante sería la mostrada en la figura 72.



*Figura 72. Salida del inversor frente a la señal de partida tras variar la frecuencia de la señal PWM, V9 se corresponde con la salida del inversor*

Observamos, en la parte superior de la figura 72 en comparación con la figura 71 que la señal tras variar la frecuencia de la señal PWM que controla el inversor se ha modificado, reduciendo su periodo, esto hará que el motor se mueva más rápido.

#### 12.8.5 Par desarrollado por el motor frente a la corriente que alimenta el motor

A continuación, en la figura 73 se muestra el par desarrollado por el motor, y el desarrollado por la carga por un lado (gráfica colocada en el lado inferior de la figura) en esta gráfica se mostrarán el par desarrollado por la carga ( $T_{load}$ ), y el par total resultante ( $T_{em\_IM4}$ ). En este caso ambos coinciden. También se muestra la corriente que alimenta el motor (gráfica situada en el lado superior de la figura 73) con un par de 2.5 newton metro y un momento de inercia de 0.01 julios. El par comenzaría en una etapa de transitorio, donde la señal oscila más para luego llegar a su etapa en el estacionario.

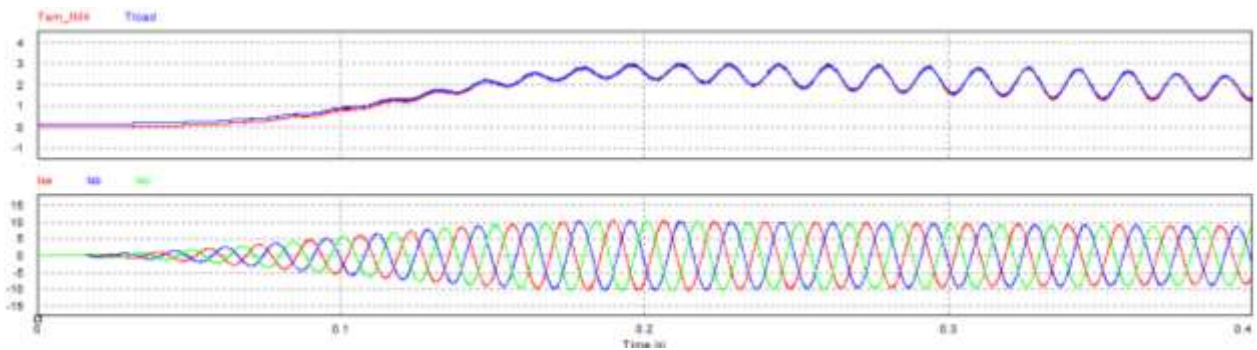


Figura 73. En esta figura se muestra el par desarrollado por el motor ( $tem\_IM4$ ), el par desarrollado por la carga ( $Tload$ ) y las corrientes que alimentan el motor, señales senoidales desfasadas ciento veinte grados ( $I_a$ ,  $I_b$  e  $I_c$ ).

Observamos en la figura 73 como a medida que pasa el tiempo el par se va estabilizando, alcanzando su estado estacionario.

Si modificamos la carga y le ponemos un momento de inercia nulo, manteniendo el par al valor fijado de 2.5 Nm, aparecería que el par desarrollado por la carga es una constante. Tal y como es mostrado en la figura 74.

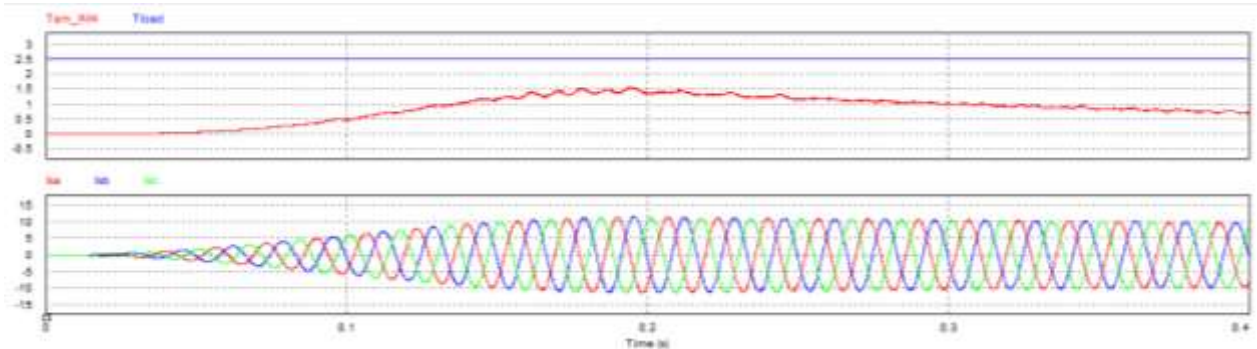


Figura 74. Par desarrollado por el motor ( $Tem\_IM4$ ) frente al par desarrollado por la carga ( $Tload$ ) con un momento de inercia nulo en la carga y un par de 2.5 Nm. El par desarrollado por la carga es una constante, mientras que el par desarrollado por el motor es una señal que se va estabilizando cuando llega a su estado estacionario.

Por otro lado, si hacemos nulo el par de la carga con una inercia de 0.01 J el par desarrollado por la carga y el par desarrollado por el motor serian prácticamente iguales, como se muestra en la figura 75.

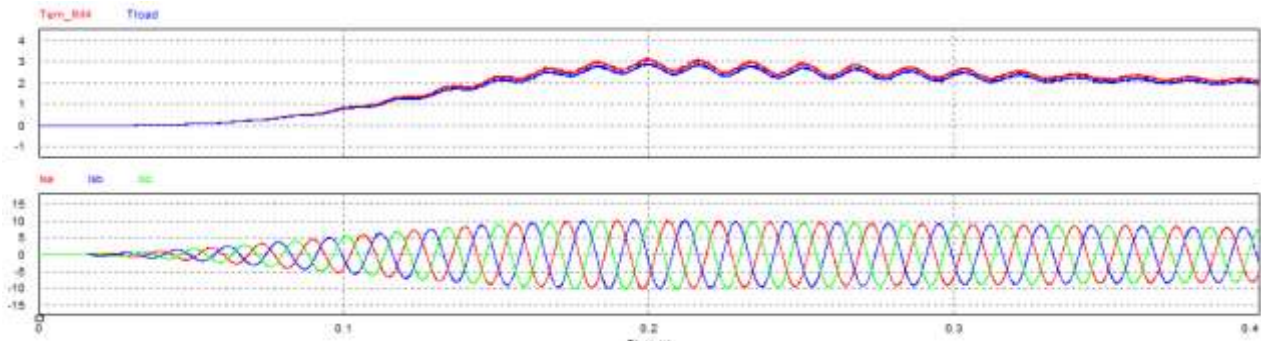


Figura 75. Par desarrollado por el motor ( $Tem_{IM4}$ ) frente al par desarrollado por la carga ( $Tload$ ) con un par nulo en la carga. Se observa que ambos pares son prácticamente iguales.

Si la carga no tuviese par ni momento de inercia el resultado sería que por un lado el par desarrollado por la carga es nulo, y el desarrollado por el motor comenzaría en una etapa de transitorio donde tendría unas oscilaciones para luego llegar a convertirse en una señal pequeña con más oscilaciones prácticamente ruido. Esto es mostrado en la figura 66.

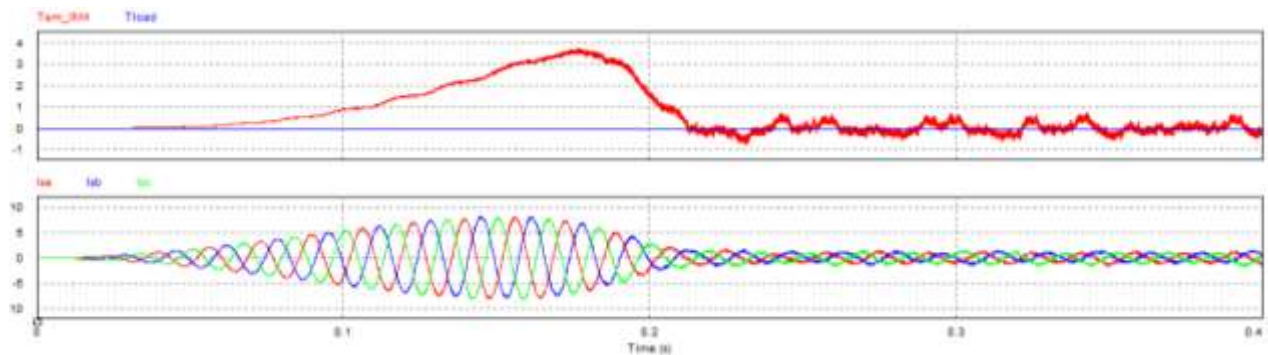
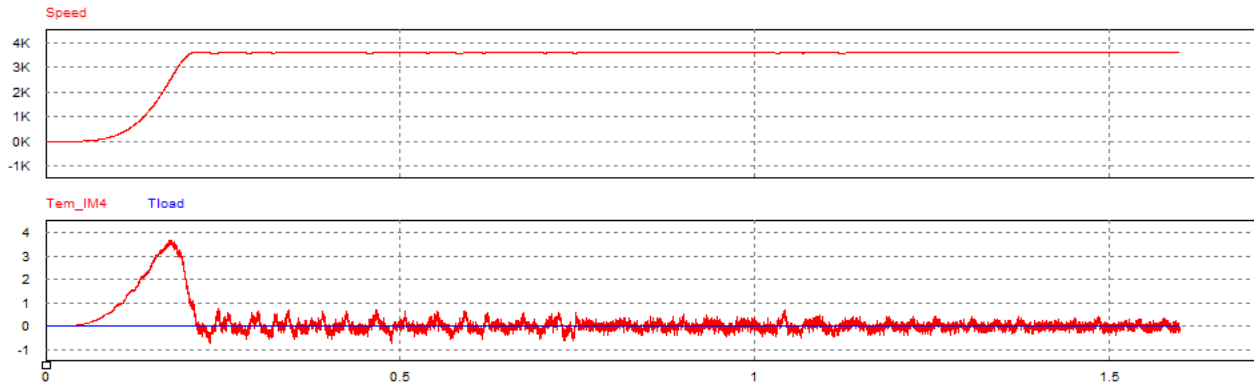


Figura 76. Par desarrollado por el motor ( $Tem_{MI4}$ ) frente al par desarrollado por la carga ( $Tload$ ) con un par y un momento de inercia nulo en la carga. Se observa como el par desarrollado por la carga es nulo, y el par desarrollado por el motor atraviesa un pequeño periodo en estado transitorio hasta alcanzar su estado estacionario.

#### 12.8.6 Velocidad del motor frente al par desarrollado

A continuación, en la figura 77, son mostradas dos gráficas la velocidad del motor ( $Speed$ ) y el par desarrollado por este mismo motor ( $Tem_{IM4}$ ). Con esta comparación se pretende ilustrar que la velocidad y el par son inversamente proporcionales.



*Figura 77. Velocidad del motor, Speed frente al par desarrollado por este mismo motor (Tem\_IM4), con una carga de 0.01 J de momento de inercia y 2.5 Nm de par. Se observa como las señales se estabilizan a la vez.*

En la figura 77 se puede apreciar que el par y la velocidad llegan prácticamente a la vez a su estado estacionario. Se aprecia ruido en el estado transitorio hasta que alcanzan su estado estacionario.

## 13. Placa de Arduino

### 13.1 Programación

En el código se pretende generar tres ondas de modulación por ancho de pulso desfasadas 120 grados para controlar el inversor. Para esto usando como premisa la velocidad, que la señal PWM oscile a 31250 Hz, se ha hecho uso de una tabla con los valores de ciclo de trabajo que tomaría una PWM para generar una senoidal a 50 hercios. Para movernos por esta tabla se usarían una serie de punteros.

El código se ha utilizado usando los registros de control del Atmega para actuar sobre los registros de comparación.

Incluye algunos retardos para evitar que se puedan cortocircuitar pares de transistores de una misma rama. Esto se ha realizado mediante ensamblador pues al modificar el timer0 queda desactivada la función delay() (función dedicada a los retardos).

Para realizar esto se usan tres de los temporizadores que posee el Arduino MEGA, el timer0 para la primera fase, el timer1 para la segunda y el timer2 para la tercera, y temporizadores OCxA para el ciclo de trabajo medio positivo y OCxB para el negativo.



Además, para que estos valores podamos controlarlos la tabla modificará sus valores dependiendo del valor de un potenciómetro que se ha incluido en el circuito. Con este podremos controlar la velocidad del motor.

Este control se basa en utilizando tres temporizadores, como se ha mencionado antes. Cada uno de estos temporizadores tiene dos registros de comparación de salida que controlan el ancho de pulso (PWM generada), para las dos salidas del temporizador. Cada uno de los temporizadores posee un pre-escalador que genera el reloj del cronómetro dividiendo el reloj del sistema por un factor de pre-escalador como 1, 8, 64, 256 o 1024, en nuestro caso este tendrá un valor igual a la unidad.

Estos temporizadores pueden trabajar en dos modos "Fast PWM" y "Phase-correct PWM", en nuestro caso usaremos el modo de "Phase-correct PWM" este consiste en que el temporizador cuenta con valores que van de 0 a 255 y tras obtener el valor de 255 regresa a 0. La salida se desactiva cuando el temporizador alcanza el valor de registro de comparación de salida y se vuelve a encender cuando el temporizador alcanza el valor de registro de comparación de salida activado. El resultado es una salida simétrica.

En cuanto al control del convertidor Buck, que también será controlado mediante una señal PWM, se hará uso del mismo potenciómetro para controlar el valor de la PWM que activará el cierre del interruptor controlado. Así, el valor de voltaje a la salida del convertidor Buck ira en función de la velocidad que se pretende alcanzar en el motor.

Este control se basará en controlar el ciclo de trabajo, con esto conseguiremos variar la frecuencia de las señales PWM.

## 14. Protecciones

Con objeto de proteger el circuito ante posibles fallos se usará como medidas de seguridad un interruptor diferencial, antes de la entrada del convertidor de alterna a continua, y unos fusibles en las líneas antes del motor. El interruptor será un 3SL36, para redes de hasta 400 voltios con 4 polos y podrá soportar hasta 100 amperios, y los fusibles serán capaces de aguantar un valor de corriente de hasta 30 amperios.

El funcionamiento del fusible consiste en cuando se supere la intensidad máxima permitida este se romperá y no dejara pasar más corriente.

En cuanto al interruptor diferencial, si hubiese una fuga de corriente este se activaría, impidiendo posibles accidentes.

También, en el circuito de control se encontrará un interruptor que nos permitirá parar el motor en caso de emergencias.

## 15 Implementación

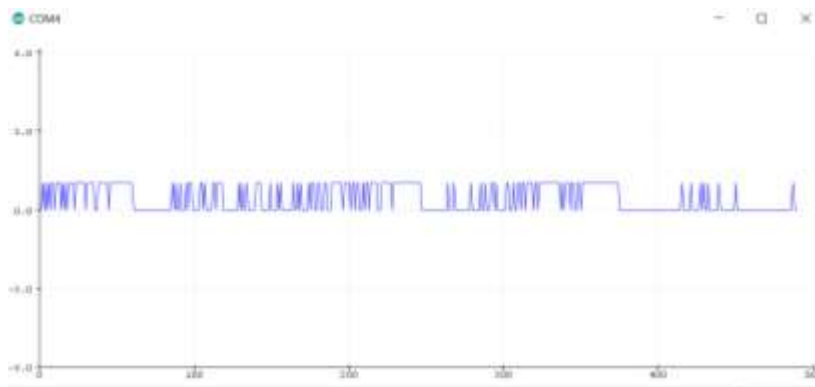
En los siguientes epígrafes se mostrarán los resultados obtenidos al implementar el circuito de control.

### 15.1 Generación de señales PWM en Arduino

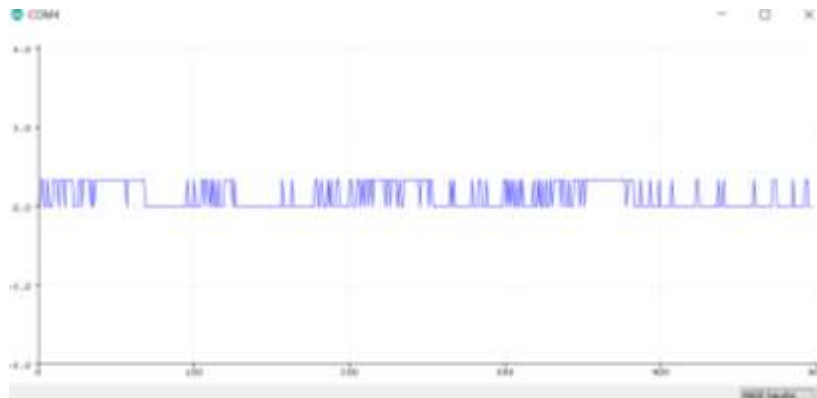
Una vez carguemos el programa previamente montado en la placa Arduino, una de las opciones que nos da el entorno de desarrollo integrado (IDE) de Arduino, es la herramienta Serial Plotter. Con esta opción se han realizado las gráficas de las salidas PWM obtenidas que se muestran en los siguientes epígrafes.

#### 15.1.1 Par transistores para generar una senoidal con fase 240

En las figuras 78 y 79 podremos observar la salida PWM generada por Arduino, generadas con una fase de doscientos cuarenta. En este caso a los conectado en el transistor Q6 (figura 78) y al transistor Q5 (figura 79).



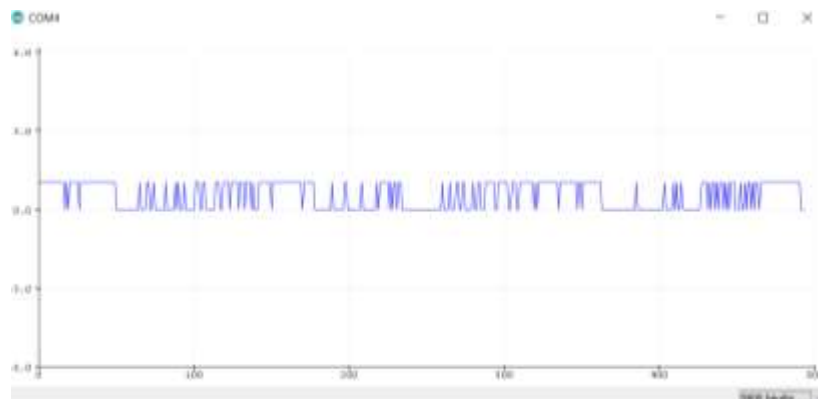
*Figura 78. Salida conectada al transistor Q6.*



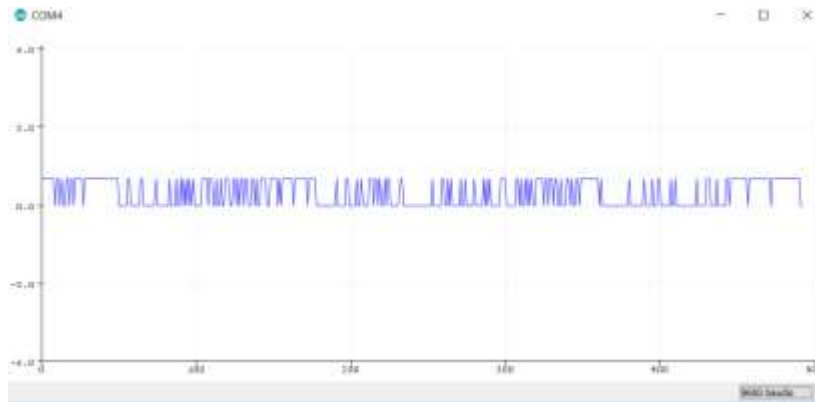
*Figura 79. Salida conectada al transistor Q5.*

#### 15.1.2 Par transistores para generar una senoidal con fase 0

En las figuras 80 y 81 podremos observar la salida PWM generada por Arduino con fase nula. En este caso a los conectados en el transistor Q2 (figura 80) y al transistor Q1 (figura 81).



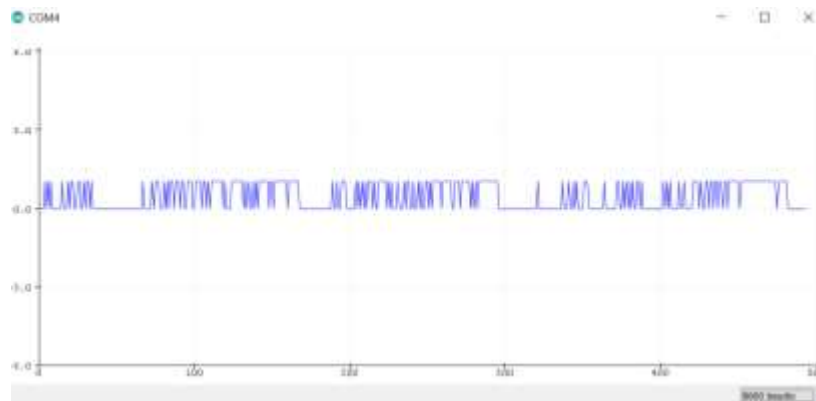
*Figura 80. Salida conectada al transistor Q2.*



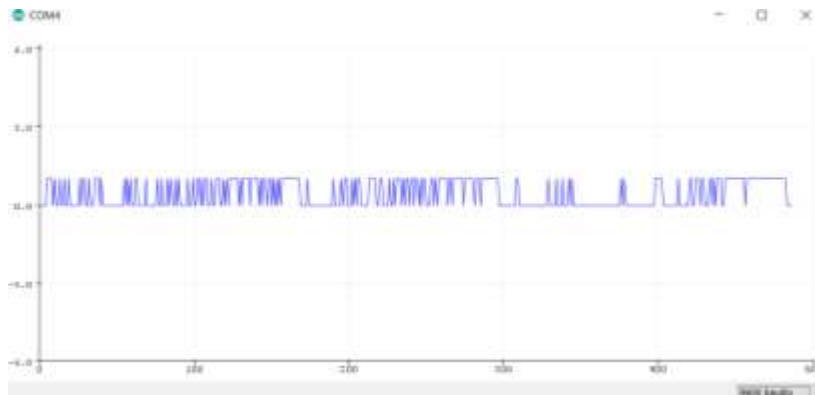
*Figura 81. Salida conectada al transistor Q1.*

### 15.1.3 Par transistores para generar una senoidal con fase 120

En las figuras 82 y 83 podremos observar la salida PWM generada por Arduino. En este caso a los conectados en el transistor Q3 (figura 82) y al transistor Q4 (figura 83).



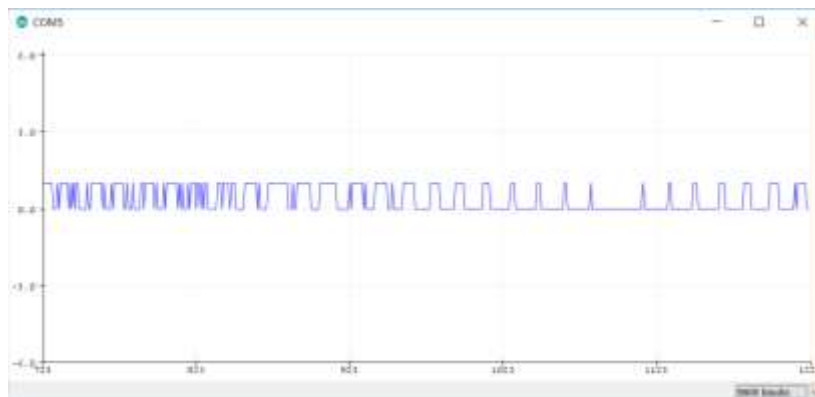
*Figura 82. Salida conectada al transistor Q3.*



*Figura 83. Salida conectada al transistor Q4.*

#### 15.1.4 Señal de control del convertidor Buck.

Una vez generada la señal PWM a partir del Arduino MEGA, que vendrá en función de la frecuencia que a su vez viene dada por la variación del ciclo de trabajo que controlamos a través del potenciómetro. Se obtiene la señal mostrada en la figura 84. Para la realización de esta grafica se han recolectados los datos a través de la herramienta que ofrece el entorno de desarrollo integrado (IDE) de Arduino, esta herramienta se llama Serial plotter.

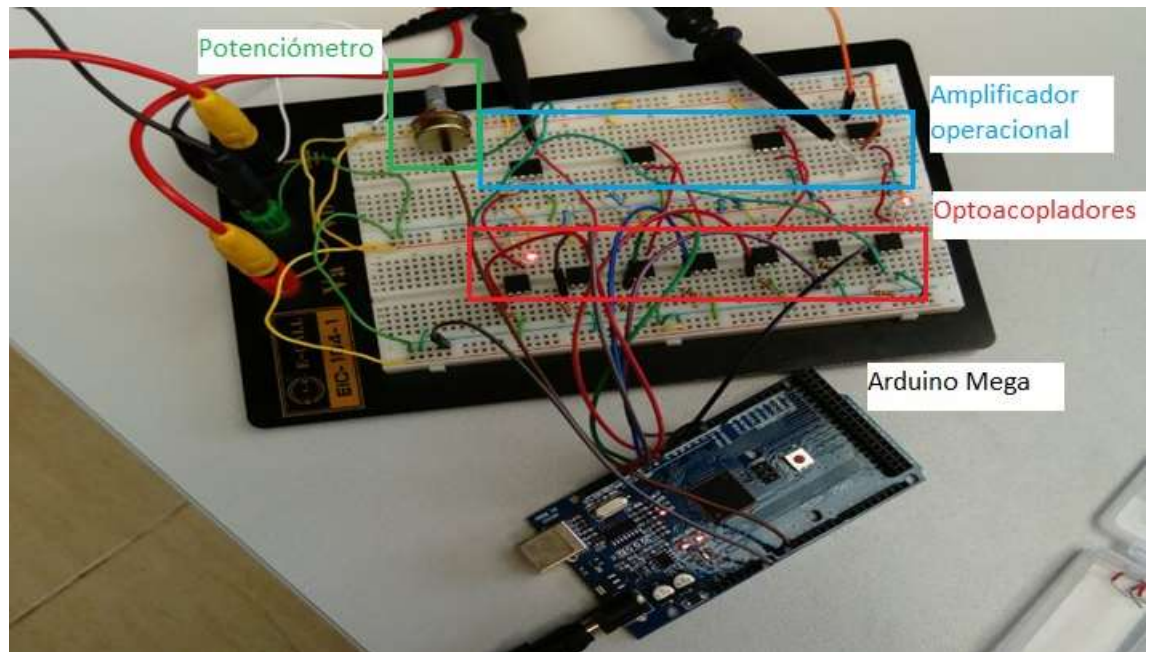


*Figura 84. Señal PWM encargada de controlar el convertidor Buck.*

#### 15.2 Señal de salida del optoacoplador

Usando la herramienta del entorno de desarrollo integrado (IDE) de Arduino, Serial Plotter, ya comentada en el epígrafe anterior, se han realizado las gráficas de las salidas PWM generadas por

Arduino MEGA y aisladas mediante optoacopladores, estas son mostradas en los siguientes epígrafes. El circuito realizado es el mostrado en la figura 85.



*Figura 85. Circuito donde la señal generada por un Arduino MEGA es aislada mediante optoacopladores.*

#### 15.2.1 Par transistores para generar una senoidal con fase 240

En las figuras 86 y 87 podremos observar la salida PWM generada por Arduino, generadas con una fase de doscientos cuarenta. En este caso a los conectados en el transistor Q6 (figura 86) y al transistor Q5 (figura 87).

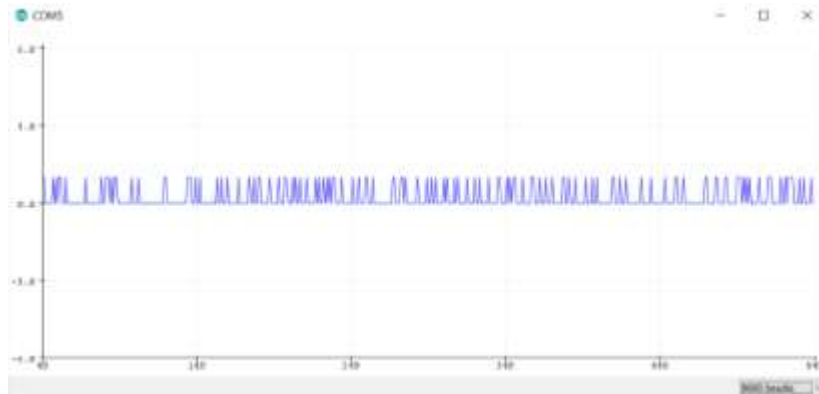


Figura 86. Salida del pin conectado al transistor Q6, para transistores para senoidal con fase 240.

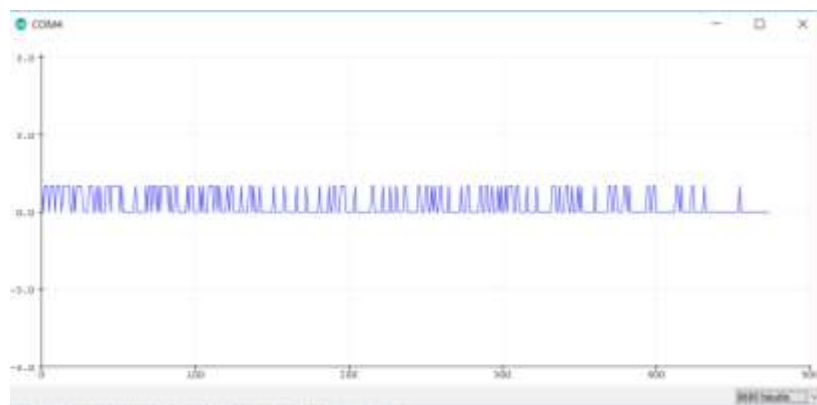
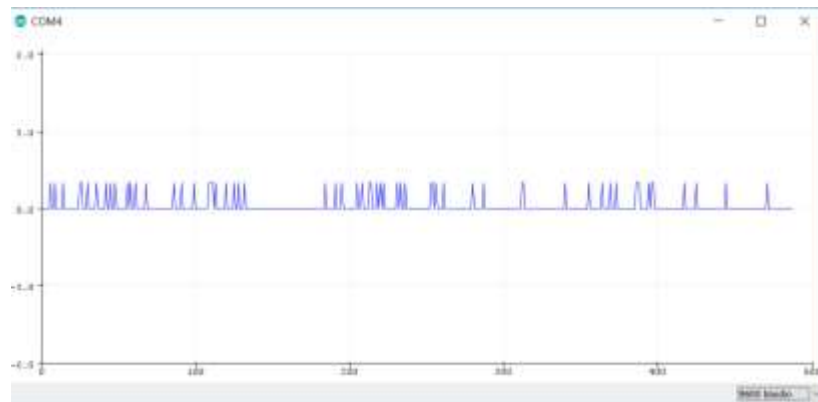


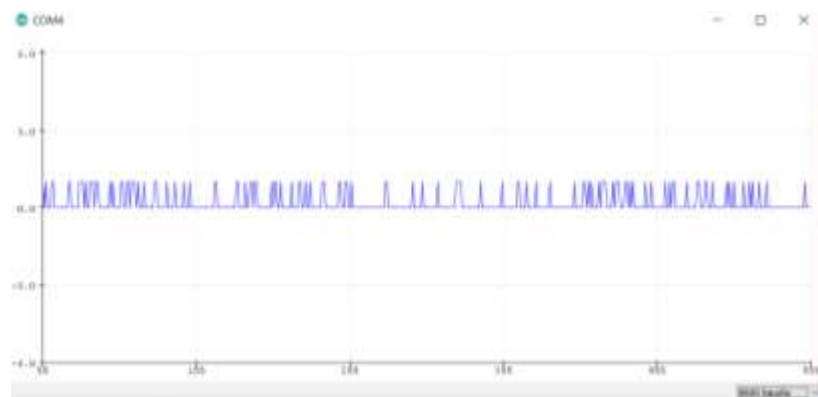
Figura 87. Salida del pin conectado al transistor Q5, para transistores para senoidal con fase 240.

#### 15.2.2 Par transistores para generar una senoidal con fase 0.

En las figuras 88 y 89 podremos observar la salida PWM generada por Arduino, generadas con una fase nula. En este caso a los conectado en el transistor Q2 (figura ochenta y ocho) y al transistor Q1 (figura 89).



*Figura 88. Salida conectada al transistor Q2. Par transistores para senoidal con fase 0.*

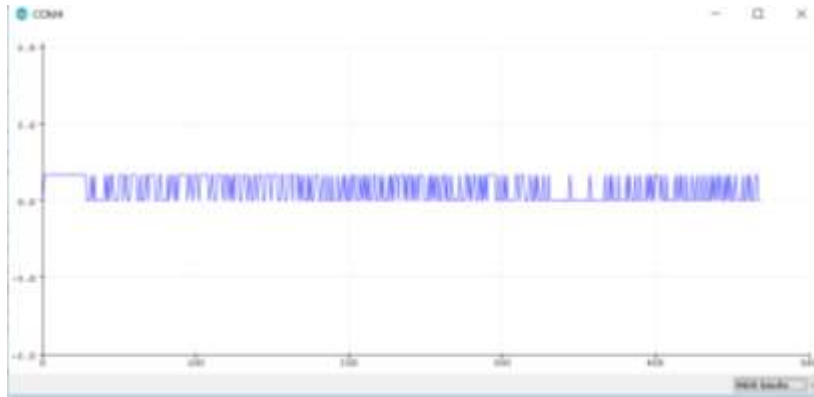


*Figura 89. Salida conectada al transistor Q1. Par transistores para senoidal con fase 0*

### 15.2.3 Par transistores para generar una senoidal con fase 120.

En las figuras 90 y 91 podremos observar la salida PWM generada por Arduino, generadas con una fase de ciento veinte. En este caso a los conectado en el transistor Q3 (figura 90) y al transistor Q4 (figura 91).





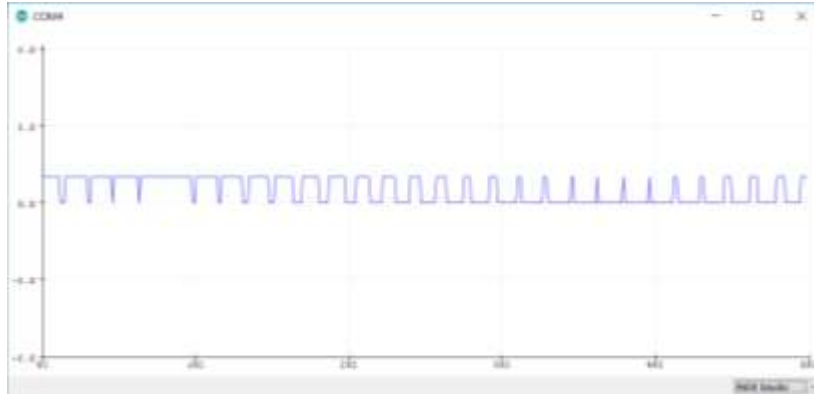
*Figura 90. Salida conectada al transistor Q3. Par transistores para senoidal con fase 120.*



*Figura 91. Salida conectada al transistor Q4. Par transistores para senoidal con fase 120.*

#### 15.2.4 Señal de control del convertidor Buck.

Una vez generada la señal PWM a partir del Arduino MEGA, que vendrá en función de la frecuencia que controlamos a través del potenciómetro se obtiene la señal mostrada en la figura 92. la realización de esta grafica se ha realizado a través de la herramienta que ofrece el entorno de desarrollo integrado (IDE) de Arduino, esta herramienta se llama Serial Plotter

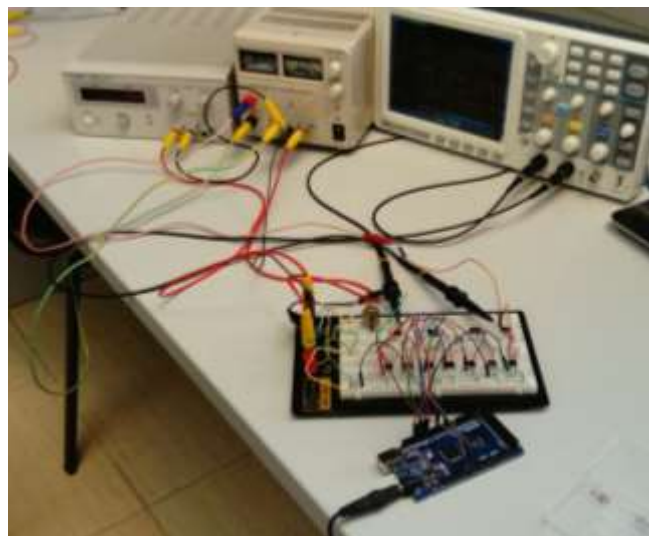


*Figura 92. Salida PWM que controlara el Buck.*

### 15.3 Señal de salida del amplificador operacional

Se usará la herramienta del entorno de desarrollo integrado (IDE) de Arduino, Serial Plotter, ya comentada en epígrafes anteriores, se han realizado las gráficas de las salidas PWM a la salida del amplificador operacional. El circuito de la etapa de control realizado es el mostrado en la figura 93.

Para el uso de la fuente que alimentará la señal comparación en los amplificadores operacionales se usará un potenciómetro con objeto de regular el voltaje. Con el potenciómetro haremos un partidor de tensión, y conseguiremos regular el voltaje al valor deseado.



*Figura 93. Circuito de la etapa de control*

### 15.3.1 Par transistores para generar una senoidal con fase 240

En las figuras 94 y 95 podremos observar la salida de los amplificadores operacionales, generadas con una fase de doscientos cuarenta. En este caso a los conectado en el transistor Q6 (figura 94) y al transistor Q5 (figura 95).

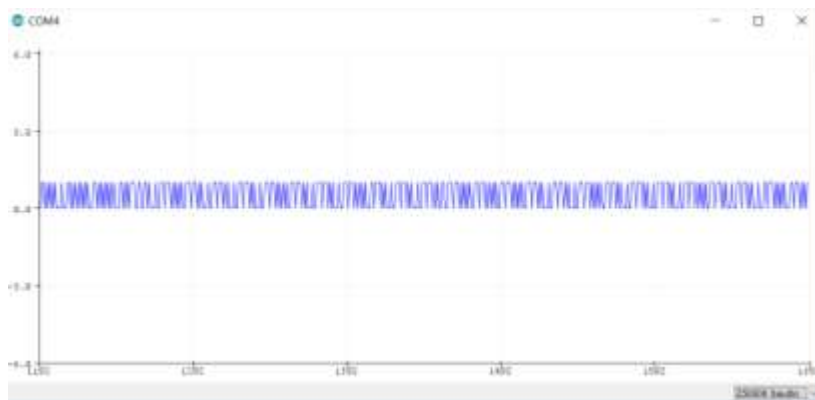


Figura 94. Salida del pin conectado al transistor Q6, para transistores para senoidal con fase 240.

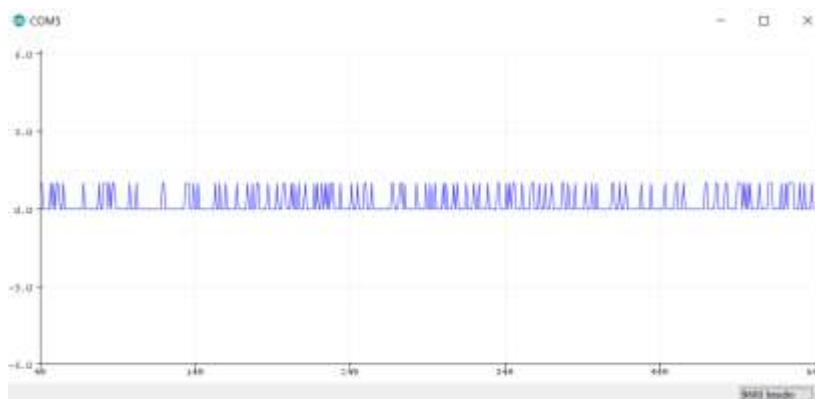


Figura 95. Salida del pin conectado al transistor Q5, para transistores para senoidal con fase 240.

### 15.3.2 Par transistores para generar una senoidal con fase 0.

En las figuras 96 y 97 podremos observar la salida de los amplificadores operacionales, generadas con una fase nula. En este caso a los conectado en el transistor Q2 (figura 96) y al transistor Q1 (figura 97).

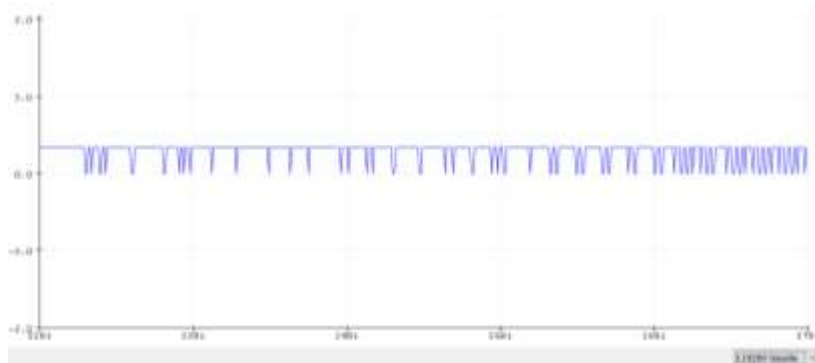


Figura 96. Salida conectada al transistor Q2. Par transistores para senoidal con fase 0

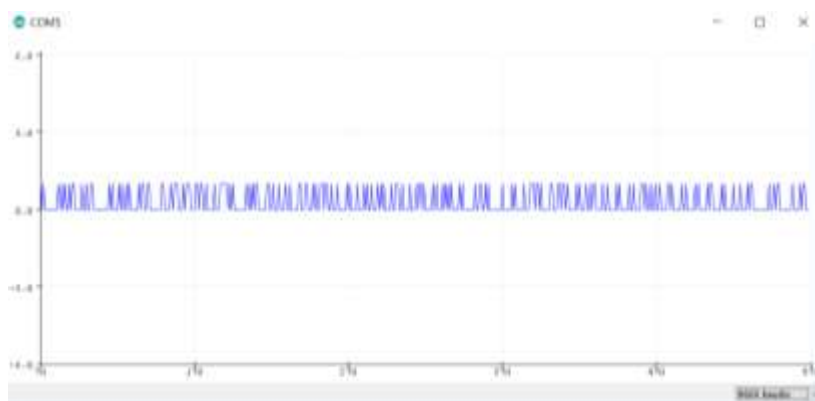


Figura 97. Salida conectada al transistor Q1. Par transistores para senoidal con fase 0

### 15.3.3 Par transistores para generar una senoidal con fase 120.

En las figuras 98 y 99 podremos observar la salida de los amplificadores operacionales, generadas con una fase ciento veinte. En este caso a los conectado en el transistor Q3 (figura 98) y al transistor Q4 (figura 99).

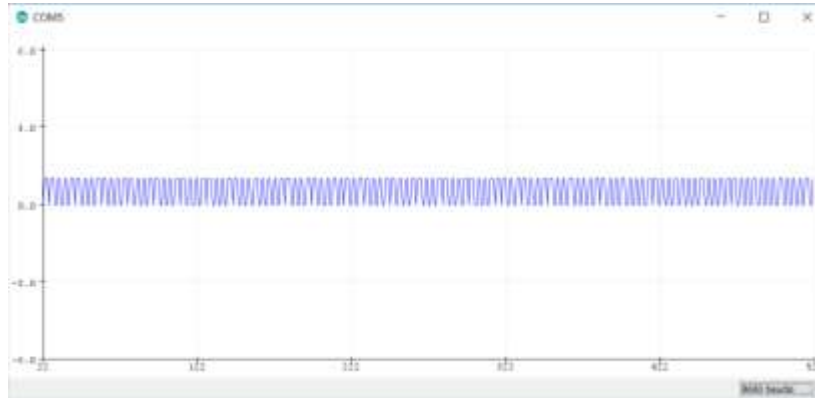


Figura 98. Salida conectada al transistor Q3. Par transistores para senoidal con fase 120.

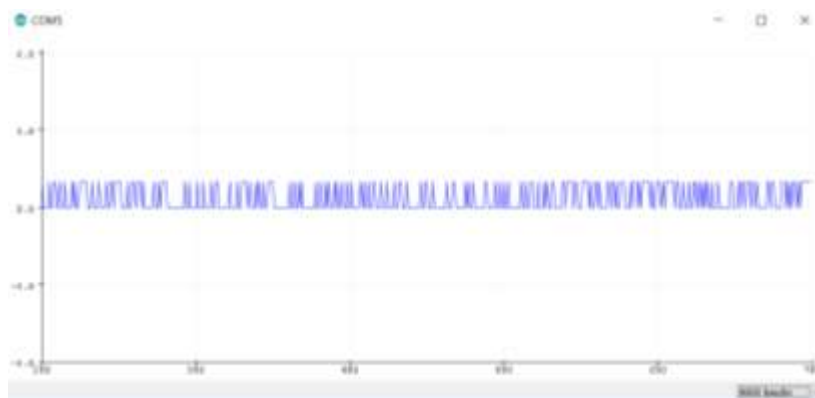
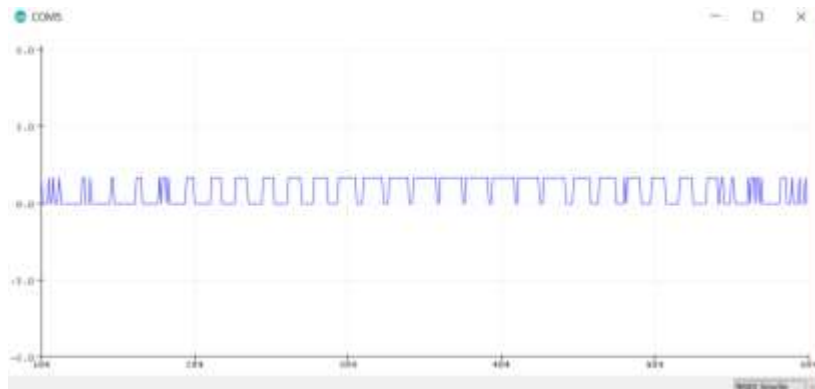


Figura 99. Salida conectada al transistor Q4. Par transistores para senoidal con fase 120.

#### 15.3.4 Señal de control del convertidor Buck.

La señal que será conectada a la entrada del convertidor Buck es mostrada en la figura 100, esta es la señal a la salida del amplificador operacional y tendrá una amplitud de 3.3 v, aunque en la imagen solo se muestren señales con los valores “0” o “1”.



*Figura 100. Salida PWM que controlara el Buck.*

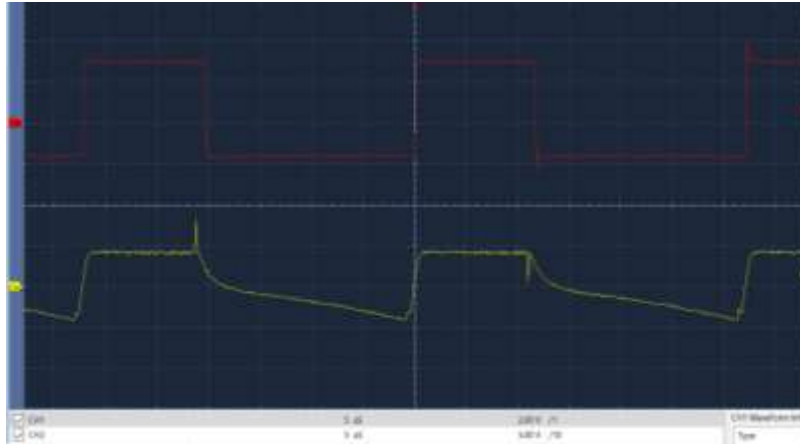
#### 15.4 Señales en la etapa de control.

Haciendo uso de un osciloscopio visualizaremos las señales de salida del circuito, las señales de salida del osciloscopio, y las señales de control que irían conectadas a los IGBTs. En los epígrafes siguientes se visionarán estas señales.

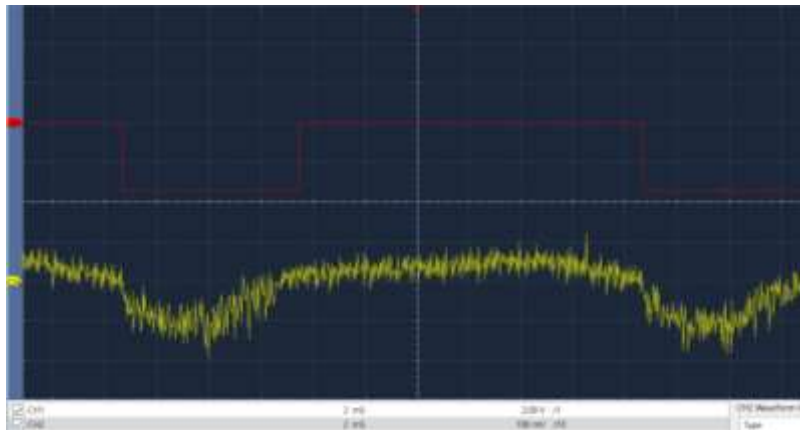
##### 15.4.1 Par transistores para generar una senoidal con fase 240

En las figuras 101, 102, 103 y 104 observamos las señales de salida PWM generada por Arduino, y estas mismas señales tras pasar por el optoacoplador y por el amplificador operacional, generadas con una fase de doscientos cuarenta.

En primer lugar, en las figuras 101 y 102 observaremos la señal conectada en el transistor Q6, en la primera figura (figura 101) visualizamos la comparación entre la salida del Arduino y la salida del optoacoplador, y en la figura 102 la señal de salida del optoacoplador con la señal de salida que iría conectada al transistor.

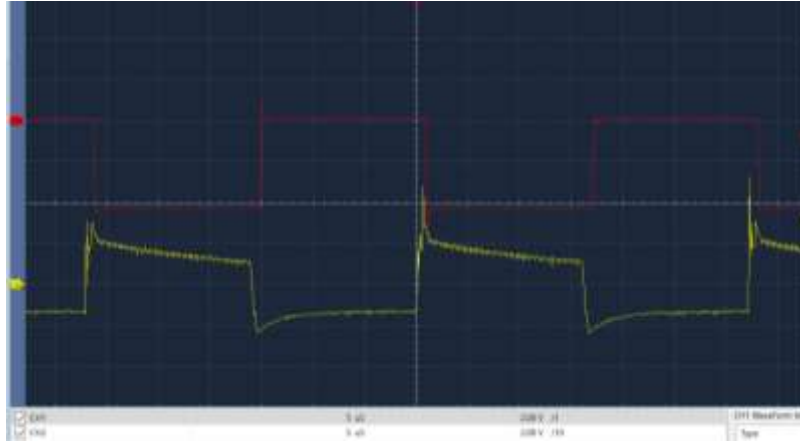


*Figura 101. En esta figura se muestra la señal de salida de Arduino en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo.*

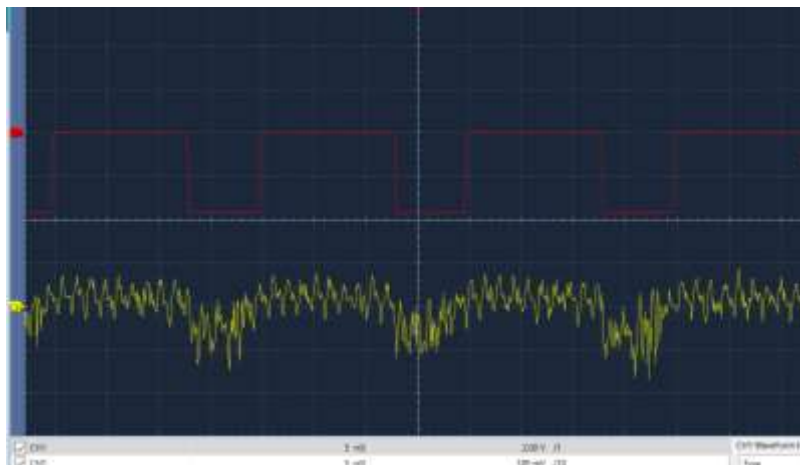


*Figura 102. En esta figura se muestra la señal de salida que iría conectada al transistor Q6 en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo.*

En las figuras 103 y 104 observamos las señales PWM generadas con una fase de doscientos cuarenta, en este caso a las señales conectadas en el transistor Q5. En la primera figura (figura 103) visualizamos la comparación entre la salida del Arduino y la salida del optoacoplador, y en la figura 104 la señal de salida del optoacoplador con la señal de salida que iría conectada al transistor.



*Figura 103. En esta figura se muestra la señal de salida de Arduino en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo.*



*Figura 104. En esta figura se muestra la señal de salida que iría conectada al transistor Q5 en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo.*

#### 15.4.2. Par transistores para generar una senoidal con fase 0.

En las figuras 105, 106, 107 y 108 observamos las señales de salida PWM generada por Arduino, y estas mismas señales tras pasar por el optoacoplador y por el amplificador operacional, generadas con una fase nula.

A continuación, en las figuras 105 y 106 observaremos la señal conectada en el transistor Q2, en la primera figura (figura 105) visualizamos la comparación entre la salida del Arduino y la salida del optoacoplador, y en la figura 106 la señal de salida del optoacoplador con la señal de salida que iría conectada al transistor.



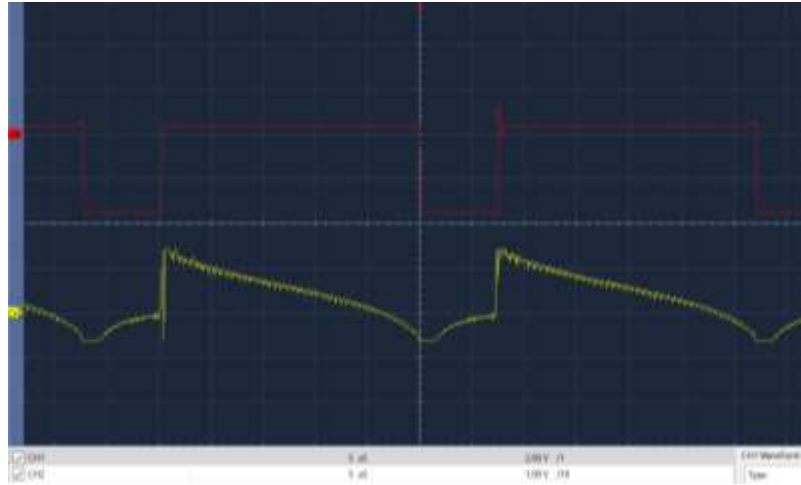


Figura 105. En esta figura se muestra la señal de salida de Arduino en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo.

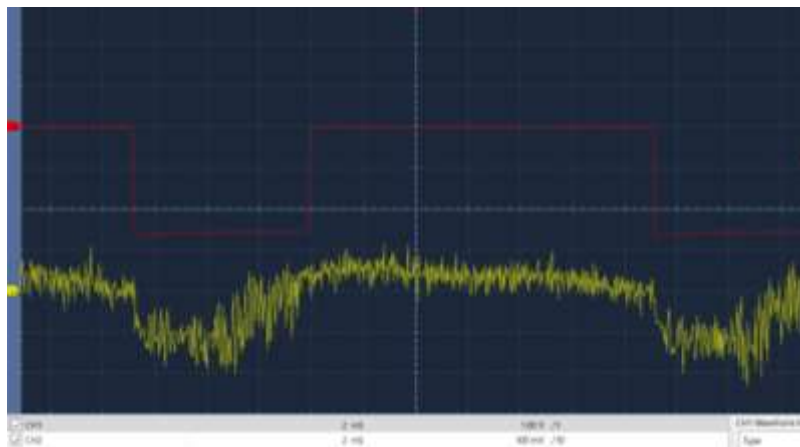


Figura 106. En esta figura se muestra la señal de salida que iría conectada al transistor Q2 en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo.

En las figuras 107 y 108 observamos las señales PWM generadas con una fase nula, en este caso a las señales conectadas en el transistor Q1. En la primera figura (figura 107) visualizamos la comparación entre la salida del Arduino y la salida del optoacoplador, y en la figura 108 la señal de salida del optoacoplador con la señal de salida que iría conectada al transistor.

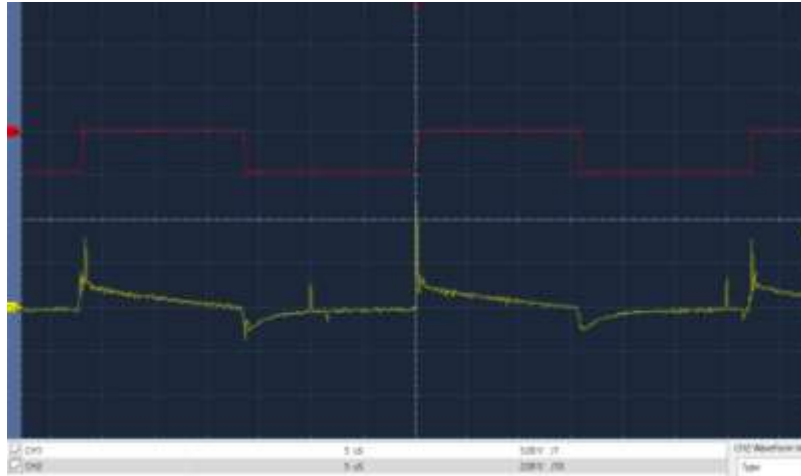


Figura 107. En esta figura se muestra la señal de salida de Arduino en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo.

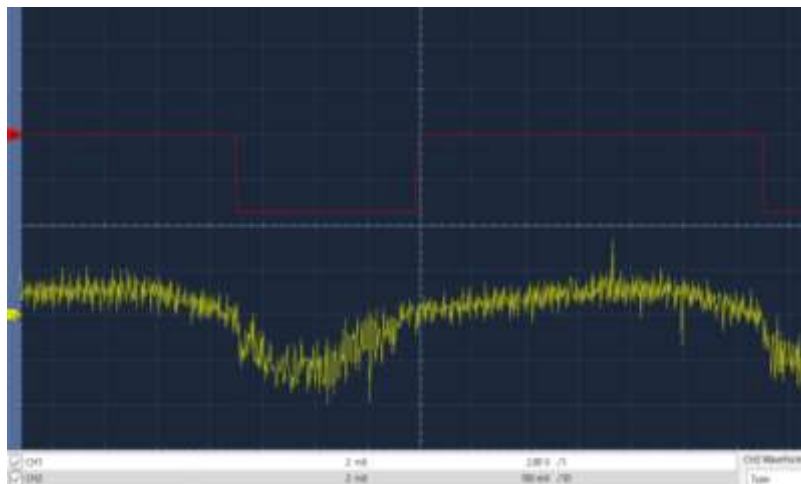
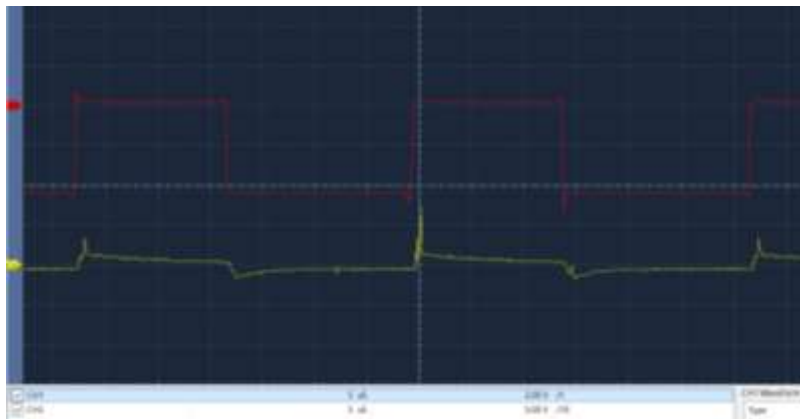


Figura 108. En esta figura se muestra la señal de salida que iría conectada al transistor Q1 en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo.

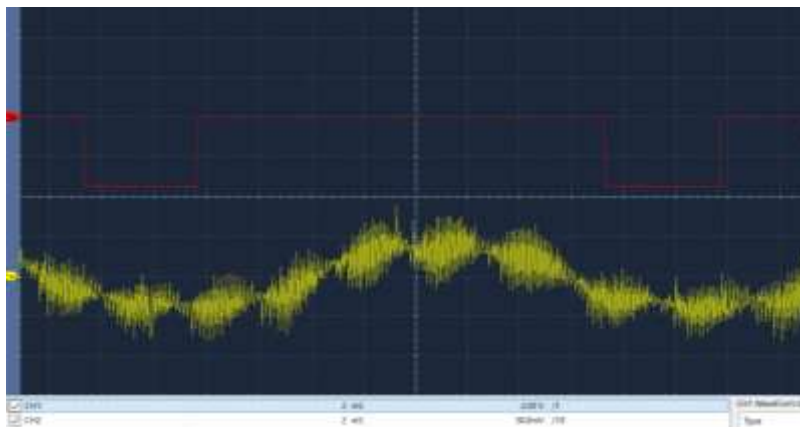
#### 15.4.3 Par transistores para generar una senoidal con fase 120.

En las figuras 109, 110, 111 y 112 observamos las señales de salida PWM generada por Arduino, y estas mismas señales tras pasar por el optoacoplador y por el amplificador operacional, generadas con una fase de ciento veinte.

A continuación, en las figuras 109 y 110 observaremos la señal conectada en el transistor Q3, en la primera figura (figura 109) visualizamos la comparación entre la salida del Arduino y la salida del optoacoplador, y en la figura 110 la señal de salida del optoacoplador con la señal de salida que iría conectada al transistor.



*Figura 109. En esta figura se muestra la señal de salida de Arduino en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo.*



*Figura 110. En esta figura se muestra la señal de salida que iría conectada al transistor Q3 en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo.*

En las figuras 111 y 112 observamos las señales PWM generadas con una fase nula, en este caso a las señales conectadas en el transistor Q4. En la primera figura (figura 111) visualizamos la

comparación entre la salida del Arduino y la salida del optoacoplador, y en la figura 112 la señal de salida del optoacoplador con la señal de salida que iría conectada al transistor.

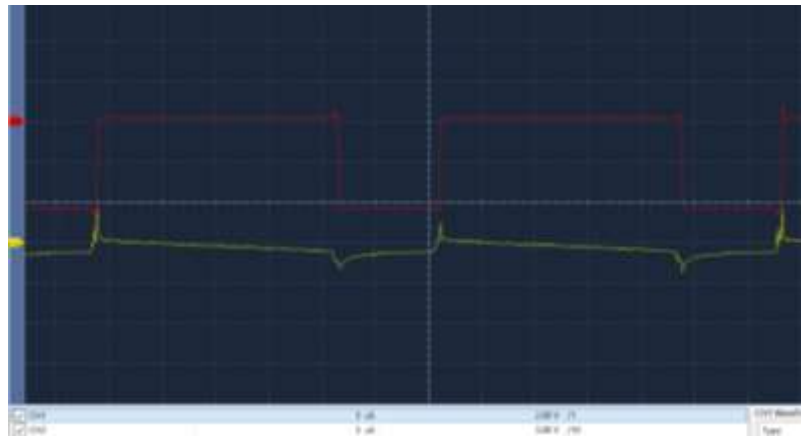


Figura 111. En esta figura se muestra la señal de salida de Arduino en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo.

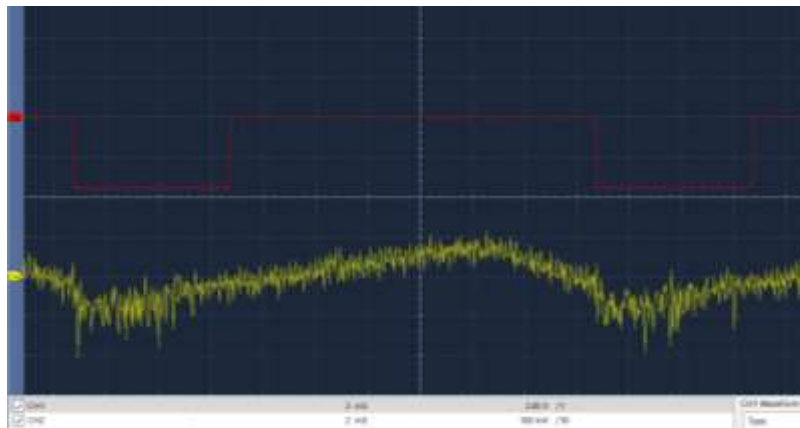
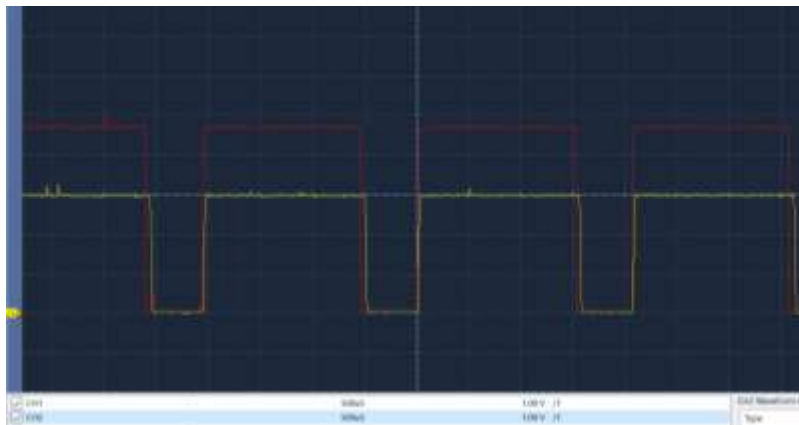


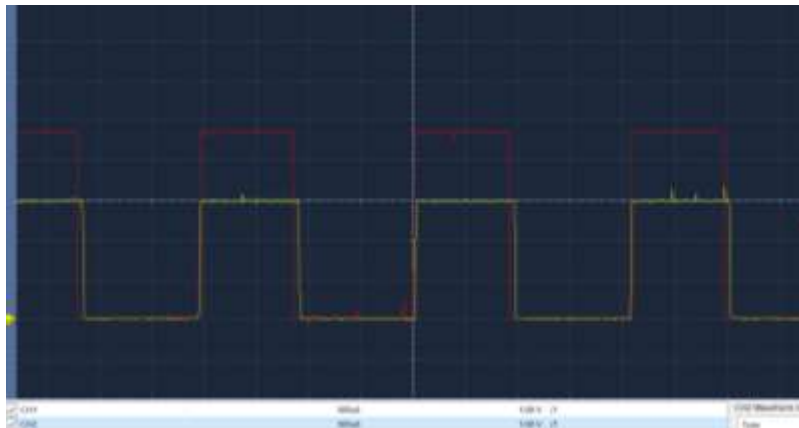
Figura 112. En esta figura se muestra la señal de salida que iría conectada al transistor Q4 en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo.

#### 15.4.4 Señal de control del Buck

En las figuras 113 y 114 observaremos la señal conectada al convertidor Buck, en la figura 113 visualizamos la comparación entre la salida del Arduino y la salida del optoacoplador, y en la figura 114 la señal de salida del optoacoplador con la señal de salida que iría conectada al transistor.

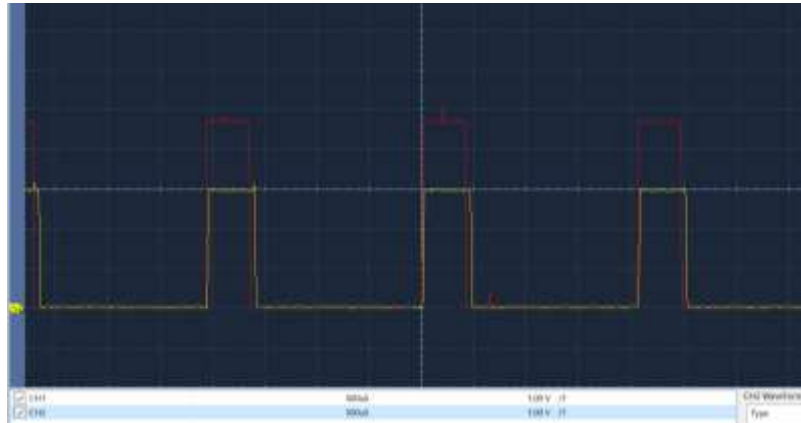


*Figura 113. En esta figura se muestra la señal de salida de Arduino en color rojo, por un lado, y la señal de salida del optoacoplador por otro, en color amarillo.*

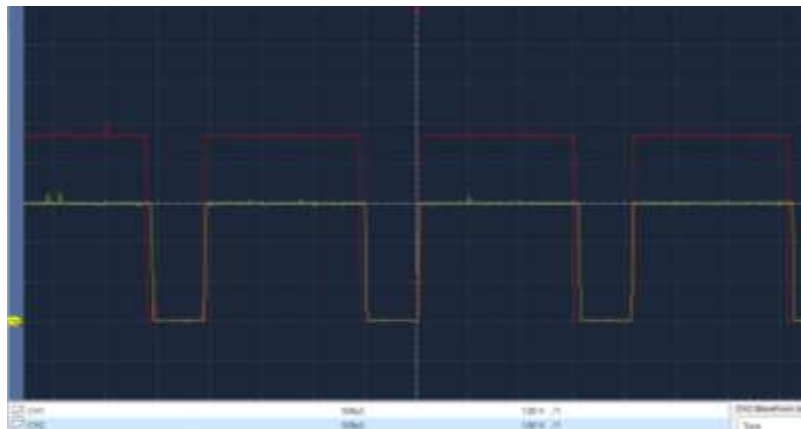


*Figura 114. En esta figura se muestra la señal de salida que iría conectada al convertidor Buck en color amarillo, por un lado, y por otro lado la señal de salida del Arduino en color rojo.*

Al variar la consigna dada por el potenciómetro veremos la modificación del ancho de pulso de las señales en las figuras 115 y 116 podremos apreciar esto.



*Figura 115. Esta figura muestra la señal de salida conectada al convertidor Buck, en color amarillo y la señal de salida del Arduino en color rojo. Tras variar la consigna dada por el potenciómetro se aprecia una modificación en el ancho de pulso.*



*Figura 116. En la figura son mostradas la señal de salida conectada al convertidor Buck, en color amarillo y la señal de salida del Arduino en color rojo. Tras variar la consigna dada por el potenciómetro se aprecia una modificación en el ancho de pulso.*

## 16. Conclusión

### 16.1 Conclusión

En el presente trabajo se ha desarrollado el diseño de un sistema de control de velocidad para motores de inducción, mediante el control por frecuencia y usando un procesador digital de señales (Arduino).

Para tal finalidad se ha llevado a cabo el diseño programación y la verificación de los resultados mediante la simulación. Además de la implementación de la etapa de control.

Con esto se concluye que el método de control por frecuencia mediante la utilización de señales PWM es un método efectivo para la finalidad nombrada.

## 16.2 Conclusion

In this work there is the design of a speed control system for induction motors has been developed through frequency control and using a digital signal processor (Arduino).

For this purpose, the programming design and the verification of the results through simulation have been carried out.

With this it is concluded that the method of frequency control using PWM signals is an effective method for the named purpose.



# **Grado en ingeniería electrónica industrial y automática**

**TRABAJO DE FIN DE GRADO**

## **PRESUPUESTO.**

**Año académico:** 2018/2019

**Autor:** Sandra Beatriz Abreu Luis

**Tutor:** José Francisco Gómez González



## Presupuesto

Tabla 4. Presupuesto

Etapa de control				
Artículo	Especificaciones	Unidades	precio unitario (euros)	Precio total (euros)
Microcontrolador	Arduino MEGA - Placa con microcontrolador basada en el r ATMEGA2560	1	15	15
Resistencias 220 Ohm	Resistencia de película metálica 220 ohm 1/4 W	7	0,05	0,35
Optoacopladores	4N35 - Optoacoplador, Salida de Transistor, 1 Canal, DIP, 6 Pines, 50 mA, 5 kV, 100 %	7	0,34	2,38
Resistencias 10 kilohmios	RESISTENCIA DE PELICULA DE CARBON 1 / 16 W - 10K OHMIOS	7	0,42	2,94
Amplificador operacional LM358P	Amplificador operacional doble de propósito general, no requiere fuente dual, alta ganancia, bajo consumo de potencia, ancho de banda 0.7 MHz. Encapsulado DIP.	7	0,3	2,1
Interruptor	SODIAL(R) 5 x CA 250V 3A 2 Pin ON/OFF I/O SPST Mini Interruptor Basculante	1	1,03	1,03
Potenciómetro	Potenciómetro con película de carbono - Giratorio, con 6 mm de diámetro, Montaje en Panel (Orificio Pasante), 50kΩ	1	0,6	0,6
<b>TOTAL ETAPA DE CONTROL</b>				<b>24,4</b>
Etapa de Potencia				
Artículo	Especificaciones	Unidades	precio unitario (euros)	Precio total (euros)
Bobina	200mH Unshielded Inductor 2A 1.7 Ohm Nonstandard	1	54,64	54,64

Condensador	LNC2G152MSEF - ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITOR, 1500UF, 400V, 20%, SCREW	1	47,28	47,28
Diodo	1N5406-Diodo de Recuperación Estándar, 600 V, 3 A, Único, 1.2 V, 200 A	7	0,772	5,404
IGBT	IGBT Transistors BIMOSFET 1700V 75A	6	18,83	112,98
MOSFET	700V 10A MOSFET CONSUMER	1	0,75	0,75
Interruptor diferencial	Para redes de hasta 400v con 4 polos y hasta 100A	1	141,6	141,6
Bobina	FIXED IND 900MH 75MA 125 OHM	1	3,8	3,8
Fusibles	FUSIBLE AUTOMATICO 30A 250VAC - DISYUNTOR TERMICO	3	6,05	18,15
Condensador	Supercapacitors High 6.8mF -20/+80%	1	19,58	19,58
<b>TOTAL ETAPA DE POTENCIA</b>				<b>404,18</b>
<b>Mano de obra</b>				
<b>Descripción</b>	<b>Número de horas</b>	<b>precio unitario (euros)</b>	<b>Precio total (euros)</b>	
Diseño, desarrollo y montaje	240	21,6	5184	
<b>Resumen</b>				
Etapa de control			24,40	
Etapa de Potencia			404,18	
Mano de obra			5184,00	
<b>TOTAL EJECUCIÓN MATERIAL</b>			<b>5612,58</b>	
Gastos generales 13%			729,64	
Beneficio industrial 6%			336,76	
<b>TOTAL PRESUPUESTO CONTRATA</b>			<b>6678,98</b>	
IGIC 6,7%			447,49	
<b>TOTAL PRESUPUESTO GENERAL</b>			<b>7126,47</b>	

*En esta tabla se muestra el presupuesto desglosado necesario para llevar a cabo el proyecto.*

El presente presupuesto general del proyecto asciende a la cantidad de: SIETE MIL CIENTO VEINTISÉIS euros y CUARENTA Y SIETE céntimos.



# **Grado en ingeniería electrónica industrial y automática**

**TRABAJO DE FIN DE GRADO**

## **ANEXOS.**

**Año académico:** 2018/2019

**Autor:** Sandra Beatriz Abreu Luis

**Tutor:** José Francisco Gómez González

## ÍNDICE

- A. Código
- B. Referencias bibliográficas
- C. Hojas de especificaciones

## Anexos

### A. Código

*//A continuación se configurarán unas PWM que oscilen a una frecuencia de 31250 Hz;*

*//En esta tabla se incluyen los valores del periodo de una señal senoidal a una frecuencia de 50 hercios*

*//Son 625 valores porque el período de una señal de 50 Hz es 20 ms (20 000us). Y el período de las PWM de 31250Hz es 32 us.*

*//Si dividimos: 20 000 us / 32 us = 625 valores*

**byte** cicloDeTrabajo[625] = {128, 129, 130, 130, 131, 132, 133, 134, 135, 135, 136, 137, 138, 139,

139, 140, 141, 142, 143, 144, 144, 145, 146, 147, 148, 148, 149, 150, 151, 152,  
153, 153, 154, 155, 156, 157, 157, 158, 159, 160, 161, 162, 162, 163, 164, 165,  
166, 167, 167, 168, 169, 170, 171, 171, 172, 173, 174, 175, 176, 176, 177, 178,  
179, 180, 180, 181, 182, 183, 184, 185, 185, 186, 187, 188, 189, 189, 190, 191,  
192, 193, 194, 194, 195, 196, 197, 198, 198, 199, 200, 201, 202, 203, 203, 204,  
205, 206, 207, 207, 208, 209, 210, 211, 212, 212, 213, 214, 215, 216, 216, 217,  
218, 219, 220, 221, 221, 222, 223, 224, 225, 225, 226, 227, 228, 229, 230, 230,  
231, 232, 233, 234, 234, 235, 236, 237, 238, 239, 239, 240, 241, 242, 243, 244,  
244, 245, 246, 248, 248, 249, 250, 251, 252, 253, 253, 254, 255, 255, 255, 254,  
253, 253, 252, 251, 250, 249, 248, 248, 247, 246, 245, 244, 244, 243, 242, 241,  
240, 239, 239, 238, 237, 236, 235, 234, 234, 233, 232, 231, 230, 230, 229, 228,  
227, 226, 225, 225, 224, 223, 222, 221, 221, 220, 219, 218, 217, 216, 216, 215,  
214, 213, 212, 212, 211, 210, 209, 208, 207, 207, 206, 205, 204, 203, 203, 202,  
201, 200, 199, 198, 198, 197, 196, 195, 194, 194, 193, 192, 191, 190, 189, 189,  
188, 187, 186, 185, 185, 184, 183, 182, 181, 180, 180, 179, 178, 177, 176, 176,  
175, 174, 173, 172, 171, 171, 170, 169, 168, 167, 167, 166, 165, 164, 163, 162,  
162, 161, 160, 159, 158, 157, 157, 156, 155, 154, 153, 153, 152, 151, 150, 149,  
148, 148, 147, 146, 145, 144, 144, 143, 142, 141, 140, 139, 139, 138, 137, 136,  
135, 135, 134, 133, 132, 131, 130, 130, 129, 128, 127, 126, 126, 125, 124, 123,  
122, 121, 121, 120, 119, 118, 117, 117, 116, 115, 114, 113, 112, 112, 111, 110,  
109, 108, 108, 107, 106, 105, 104, 103, 103, 102, 101, 100, 99, 99, 98, 97, 96,  
95, 94, 94, 93, 92, 91, 90, 89, 89, 88, 87, 86, 85, 85, 84, 83, 82, 81, 80, 80, 79,  
78, 77, 76, 76, 75, 74, 73, 72, 71, 71, 70, 69, 68, 67, 67, 66, 65, 64, 63, 62, 62,  
61, 60, 59, 58, 58, 57, 56, 55, 54, 53, 53, 52, 51, 50, 49, 49, 48, 47, 46, 45, 44,  
44, 43, 42, 41, 40, 40, 39, 38, 37, 36, 35, 35, 34, 33, 32, 31, 31, 30, 29, 28, 27,  
26, 26, 25, 24, 23, 22, 22, 21, 20, 19, 18, 17, 17, 16, 15, 14, 13, 12, 12, 11, 10,  
9, 8, 8, 7, 6, 5, 4, 3, 3, 2, 1, 1, 1, 2, 3, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 8, 9, 10, 11, 12, 12, 13, 14,  
15, 16, 17, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 22, 23, 24, 25, 26, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 31,  
32, 33, 34, 35, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 40, 41, 42, 43, 44, 44, 45, 46, 47, 48, 49,

49, 50, 51, 52, 53, 53, 54, 55, 56, 57, 58, 58, 59, 60, 61, 62, 62, 63, 64, 65, 66,  
67, 67, 68, 69, 70, 71, 71, 72, 73, 74, 75, 76, 76, 77, 78, 79, 80, 80, 81, 82, 83,  
84, 85, 85, 86, 87, 88, 89, 89, 90, 91, 92, 93, 94, 94, 95, 96, 97, 98, 99, 99, 100,  
101, 102, 103, 103, 104, 105, 106, 107, 108, 108, 109, 110, 111, 112, 112, 113,  
114, 115, 116, 117, 117, 118, 119, 120, 121, 121, 122, 123, 124, 125, 126, 126,  
127, 128};

**const int** pwm1 = 13; *//Salida del pin conectado al transistor Q6, para transistores para senoidal con fase 240*

**const int** pwm2 = 12; *//Salida del pin conectado al transistor Q2, para transistores para senoidal con fase 0*

**const int** pwm3 = 11; *//Salida del pin conectado al transistor Q1, para transistores para senoidal con fase 0*

**const int** pwm4 = 10; *//Salida del pin conectado al transistor Q3, para transistores para senoidal con fase 120*

**const int** pwm5 = 9; *//Salida del pin conectado al transistor Q4, para transistores para senoidal con fase 120*

**const int** pwm6 = 4; *//Salida del pin conectado al transistor Q5, para transistores para senoidal con fase 240*

**const int** Buck = 2; *//Salida PWM que controlara el Buck*

**double** factor; *//Variable que almacena los valores leídos del potenciómetro*

**double** factorAnt; *//Variable que almacena el valor leído en el potenciómetro de la pasada anterior*

*//A continuación declaramos los punteros usados para moverse por los valores de la tabla, su valor máximo de cada puntero será 625*

**int** punt\_seno0 = 157; *// Representa la señal senoidal seno desfasada 0 grados.*

**int** punt\_seno120 = 547; *// Representa la señal senoidal con desfasada 120 grados.*

**int** punt\_seno240 = 391; *// Representa la señal senoidal con desfasada 240 grados.*

```
void setup() {  
  
    //Inicializamos la comunicación serial  
  
    Serial.begin(9600); //9600 es una velocidad estándar  
  
    //Inicializamos las variables  
  
    factor = 1; //Variable que almacena los valores leídos del potenciómetro  
  
    factorAnt = 1; //Variable que almacena el valor leído en el potenciómetro de la pasada anterior  
  
    // Configuramos los pines de PWM como salidas  
  
    pinMode (pwm1, OUTPUT); // Salida conectada al transistor Q6. Par transistores para senoidal  
    con fase 240  
  
    pinMode (pwm2, OUTPUT); // Salida conectada al transistor Q2. Par transistores para senoidal  
    con fase 0  
  
    pinMode (pwm3, OUTPUT); // Salida conectada al transistor Q1. Par transistores para senoidal  
    con fase 0  
  
    pinMode (pwm4, OUTPUT); // Salida conectada al transistor Q3. Par transistores para senoidal  
    con fase 120  
  
    pinMode (pwm5, OUTPUT); // Salida conectada al transistor Q4. Par transistores para senoidal  
    con fase 120  
  
    pinMode (pwm6, OUTPUT); // Salida conectada al transistor Q5. Par transistores para senoidal  
    con fase 240  
  
    pinMode (Buck, OUTPUT); //Salida conectada al convertidor Buck  
  
    // Configuramos los temporizadores mediante los registros de control.
```

TCCR0A = 0xA1; // *Habilitamos el contador y las dos salidas que posee el temporizador, y que operan a la misma frecuencia, en modo "Phase-correct - 8 bits". El Pre-escaler será igual a la unidad. Estas salidas no están invertidas.*

TCCR0B = 0xC1;

TCCR1A = 0xA1; // *Habilitamos el contador y las dos salidas que posee el temporizador, y que operan a la misma frecuencia, en modo "Phase-correct - 8 bits". El Pre-escaler será igual a 1. Estas salidas no están invertidas*

TCCR1B = 0xC1;

TCCR2A = 0xA1; // *Habilitamos el contador y las dos salidas que posee el temporizador, y que operan a la misma frecuencia, en modo "Phase-correct - 8 bits". El Pre-escaler será igual a 1. Estas salidas no están invertidas.*

TCCR2B = 0xC1;

}

**void** loop() {

leervalorespoten (); // *Función encargada de leer los valores del potenciómetro*

funcionamientoNormal (); // *Función encargada del funcionamiento normal*

Buck(); // *Funcion encargada de generar la señal que controla el convertidor Buck*

}

**void** leervalorespoten(){

// *leemos del pin A0 donde se recogen los valores del potenciómetro*

factor = (double)analogRead(A0)/1023.0; // *Pin 0 es una entrada analógica*



*//multiplicamos los valores de la tabla con el valor del potenciómetro, para que la salida dependa del potenciómetro*

```
int i;

for (i = 0; i<625; i++) {

    factorAnt = factor;

    factor = (double) analogRead(A0)/1023.0;

    if (factor != 0){

        //Si el valor del potenciómetro es distinto de cero multiplicamos el valor correspondiente de la tabla por este valor.

        cicloDeTrabajo[i] *= (double)(factor/factorAnt);

    }

    Else {

        //En el caso de que el valor del potenciómetro sea 0, asignaremos a este valor el valor de uno.

        factor = 1;

    }

}

}
```

```
void funcionamientoNormal(){
```

*//Esta función se encargará de dirigir el funcionamiento normal del sistema*

*OCROA = cicloDeTrabajo[punt\_seno0]; // Registro de comparación para pin A del timer 0. utilizado para generar la PWM para Q1.*

*// Ahora programaremos un retardo de 4.875 us utilizado para crear un tiempo de parada entre estos pares de transistores y evitar cortocircuitos en los mismos, para tal labor tendremos una función encargada de ello.*

```
retardo(); //Función encargada de realizar el retardo
```

```
OCR0B = cicloDeTrabajo[punt_seno0]; // Registro de comparación para el pin B del temporizador 0. Utilizada para generar la PWM para Q2 (cuenta).
```

```
OCR1A = cicloDeTrabajo[punt_seno120]; // Registro de comparación para pin A del temporizador 1. Usado para generar la PWM para Q3.
```

```
retardo();
```

```
OCR1B = cicloDeTrabajo[punt_seno120]; // Pin B del temporizador 1. Usado para generar la PWM para Q4
```

```
OCR2A = cicloDeTrabajo[punt_seno240]; // Pin A del temporizador 2. Usado para generar la PWM para Q5
```

```
retardo();
```

```
OCR2B = cicloDeTrabajo[punt_seno240]; // Registro de comparación para pin B del timer 2. Genera la PWM para Q6
```

```
// Ahora establecemos las condiciones para moverse por la tabla de valores y volver al comienzo una vez completado un período de señal.
```

```
// Si quedan valores en la tabla, sigue al valor siguiente de la tabla.
```

```
if ( punt_seno0++ < 624 ) {
```

```
    punt_seno0++;
```

```
}
```

```
// Si no quedan valores en la tabla, vuelve al primero (es decir 0).
```

```
else {
```

```
    punt_seno0 = 0;
```

```
}
```

```
// Si quedan valores en la tabla, sigue al valor siguiente.
```

```
    if ( punt_seno120++ < 624 ) {  
        punt_seno120++;  
    }  
  
    //Si no quedan valores en la tabla, vuelve al primero (es decir 0).  
  
    else {  
        punt_seno120 = 0;  
    }  
  
    //Si quedan valores en la tabla, sigue al valor siguiente.  
  
    if ( punt_seno240++ < 624 ) {  
        punt_seno240++;  
    }  
  
    //Si no quedan valores en la tabla, vuelve al primero (es decir 0).  
  
    else {  
        punt_seno240 = 0;  
    }  
}  
  
  
void Buck(){  
  
    //Función encargada de generar una PWM que controlará el convertidor Buck que dependerá  
    del valor del potenciómetro  
  
    valor = 254*factor;  
  
    analogWrite(buck,valor);  
  
}  
  
  
void retardo (){  
  
    // Función encargada de realizar un retardo 4.875 us.
```

```
asm volatile (  
    "clr r16 \n" // 1 ciclo de reloj  
    "ldi r16, 0x14 \n" // 1 ciclo de reloj. 26 vueltas cargadas.  
    "1: dec r16 \n" // 1 ciclo de reloj  
    "brne 1b \n" // 2 ciclos de reloj para retornar y 1 para salir  
);  
}
```

## B. Referencias bibliográficas

- Manuel Álvarez Pulido. (2000). Convertidores de frecuencia, controladores de motores y SSR. Barcelona: Marcombo. Recuperado de: [https://books.google.es/books?id=iWP2zQuTOI8C&printsec=frontcover&hl=es&source=gbs\\_ge\\_summary\\_r&cad=0#v=onepage&q&f=false](https://books.google.es/books?id=iWP2zQuTOI8C&printsec=frontcover&hl=es&source=gbs_ge_summary_r&cad=0#v=onepage&q&f=false)
- Principales tipos de convertidores de frecuencia. (2019). Recuperado de: [https://mecmod.com/es/blog/30\\_principales-tipos-convertidores-frecuencia.html](https://mecmod.com/es/blog/30_principales-tipos-convertidores-frecuencia.html)
- Variador de frecuencia. (2019). Recuperado de: [https://es.wikipedia.org/wiki/Variador\\_de\\_frecuencia](https://es.wikipedia.org/wiki/Variador_de_frecuencia)
- Turmero, P. (2019). El control de la velocidad de motores de corriente alterna - Monografias.com. Recuperado de: <https://www.monografias.com/trabajos101/control-velocidad-motores-corriente-alterna/control-velocidad-motores-corriente-alterna.shtml>
- Yuste Pérez, P. Fundamentos de los timers de los microcontroladores STM32F4. Recuperado de: <https://riunet.upv.es/bitstream/handle/10251/39538/ArticuloTimers.pdf?sequence=1>
- Llivicura, P. Motor asincronico - Monografias.com. Recuperado de: <https://www.monografias.com/trabajos82/motores-asincronicos/motores-asincronicos.shtml>
- Práctica 1. Simulación de circuitos electrónicos mediante PSIM. Aplicación a circuitos con transistores y amplificadores. Recuperado de: [https://rua.ua.es/dspace/bitstream/10045/23718/1/LII-P1\\_Simulador.pdf](https://rua.ua.es/dspace/bitstream/10045/23718/1/LII-P1_Simulador.pdf)
- García González, A. (2013). Arduino Mega: Características, Capacidades y donde conseguirlo en Panamá | Panama Hitek. Recuperado de: <http://panamahitek.com/arduino-mega-caracteristicas-capacidades-y-donde-conseguirlo-en-panama/>
- Circuito impreso. (2019). Recuperado de: [https://es.wikipedia.org/wiki/Circuito\\_impreso](https://es.wikipedia.org/wiki/Circuito_impreso)
- Roldán Viloria, J. (2005). *Motores eléctricos, accionamiento de máquinas*. Madrid: Thomson-Paraninfo.
- PSIM User's Guide. (2006). Recuperado de: <http://www2.elo.utfsm.cl/~elo383/extras/psim-manual.pdf>
- Untitled.es. (2015). Función map() con Arduino. Recuperado de: <http://untitled.es/funcion-map-arduino/>
- Wagemakers, A., & Escribano Aparicio, F. (2017). *Introducción a la teoría de circuitos y máquinas eléctricas*. Madrid: Dextra.
- Turmero, P. Rectificadores trifásicos - Monografias.com. Recuperado de: <https://www.monografias.com/trabajos104/rectificadores-trifasicos/rectificadores-trifasicos.shtml>
- Inversor (electrónica). (2018). Recuperado de: [https://es.wikipedia.org/wiki/Inversor\\_%28electr%C3%B3nica%29](https://es.wikipedia.org/wiki/Inversor_%28electr%C3%B3nica%29)
- Llamas, L. (2017). Salidas y entradas aisladas con Arduino y optoacoplador. Recuperado de: <https://www.luisllamas.es/arduino-optoacoplador/>
- IGBT (2019). Recuperado de: <http://ccpot.galeon.com/enlaces1737117.html>
- Camacho, G., López, D., Díaz, J. and Gaviria, C. (2012). Caracterización de las técnicas de modulación Pulse Width - studylib.es. Recuperado de:

<https://studylib.es/doc/5221942/caracterizaci%C3%B3n-de-las-t%C3%A9cnicas-de-modulaci%C3%B3n-pulse-width>

- Variador de frecuencia. (2019). Recuperado de: [https://es.wikipedia.org/wiki/Variador\\_de\\_frecuencia](https://es.wikipedia.org/wiki/Variador_de_frecuencia)
- Microcontrolador. (2019). Recuperado de: <https://es.wikipedia.org/wiki/Microcontrolador>
- Arduino Uno. (2019). Recuperado de: [https://en.wikipedia.org/wiki/Arduino\\_Uno](https://en.wikipedia.org/wiki/Arduino_Uno)
- Optoacoplador. (2016). Recuperado de: <https://unicrom.com/optoacoplador/>
- Arduino Uno: Especificaciones y características. (2014). Recuperado de: <https://pluselectric.wordpress.com/2014/09/21/arduino-uno-especificaciones-y-caracteristicas/>
- Veloso, C. (2016). Que es el Duty Cycle o ciclo de trabajo de una señal PWM. Recuperado de: <https://www.electrontools.com/Home/WP/2016/08/29/que-es-el-duty-cycle-o-ciclo-de-trabajo/>
- La guía máxima igbts. (2018). Recuperado de: <http://www.sensoricx.com/2018/01/la-guia-maxima-igbts.html>
- Modulación por ancho de pulso (PWM). (2014). Recuperado de: <http://www.arduino.utfsm.cl/modulacion-por-ancho-de-pulso-pwm/>
- ¿Qué es una Señal Modulada por Ancho de Pulso (PWM) y Para Qué es Utilizada? - National Instruments. (2014). Recuperado de: <http://digital.ni.com/public.nsf/allkb/AA1BDEA4AA224E3E86257CE400707527>
- EAGLE (program). (2019). Recuperado de: [https://en.wikipedia.org/wiki/EAGLE\\_\(program\)](https://en.wikipedia.org/wiki/EAGLE_(program))
- ALFARO CRUZ, O., & MURGAS ZELAYA, R. (2010). Diseño y construcción de inversor monofásico de cuatro etapas. Recuperado de: [http://ri.ues.edu.sv/2067/1/Dise%C3%B1o\\_y\\_construcci%C3%B3n\\_de\\_inversor\\_monof%C3%A1sico\\_de\\_cuatro\\_etapas.pdf](http://ri.ues.edu.sv/2067/1/Dise%C3%B1o_y_construcci%C3%B3n_de_inversor_monof%C3%A1sico_de_cuatro_etapas.pdf)
- Trujillo Rodríguez, C., Velasco De La Fuente, D., Figueres Amorós, E., Garcerá Sanfeliú, G., & Guacaneme Moreno, J. (2012). Diseño, modelado e implementación de inversor conectado a la red eléctrica a partir de fuentes renovables. Recuperado de: [http://www.scielo.org.co/scielo.php?pid=S0123-921X2012000200002&script=sci\\_arttext](http://www.scielo.org.co/scielo.php?pid=S0123-921X2012000200002&script=sci_arttext)
- Rudinski, A. (2017). Como calcular capacitores para un puente rectificador. Recuperado de: <https://www.puromotores.com/13074188/como-calcular-capacitores-para-un-puente-rectificador>
- Filtros LC para Drones de Carreras - Como Conectarlos y Construirlos. (2017). Recuperado de: <https://www.midronedecarreras.com/dron/tutoriales/filtros-lc-fpv-drones-carreras/>
- Cálculo de numero de polos de un motor de inducción trifásico. (2015). Recuperado de: <http://www.weautomation.net/2013/01/calculo-del-numero-de-polos-del-motor.html>
- ESTUDIO DE LA MÁQUINA ASÍNCRONA. (2009). Recuperado de: [http://www4.tecnun.es/asignaturas/SistElec/Practicas/PR\\_SIS\\_02.pdf](http://www4.tecnun.es/asignaturas/SistElec/Practicas/PR_SIS_02.pdf)
- Inercia y momento de inercia. Recuperado de: <http://uno2y3.com/inercia-y-momento-de-inercia/>
- Inversor trifásico microcontrolado. (2015). Recuperado de: <https://forum.arduino.cc/index.php?topic=323650.0>

- Tinkercad. Simulador. (2019). Recuperado de:  
<http://codigo21.educacion.navarra.es/recursos/tinkercad-simulador/>
- El transistor de potencia. Recuperado de:  
[http://www.iuma.ulpgc.es/~roberto/asignaturas/El/transparencias/El\\_Tema\\_3.2.Transistor\\_potencia.pdf](http://www.iuma.ulpgc.es/~roberto/asignaturas/El/transparencias/El_Tema_3.2.Transistor_potencia.pdf)
- clases de protección ip. Recuperado de: <http://www.reinmedical.com/es/conocimientos-tecnologia/clases-de-proteccion-ip.html>
- Convertidor DC a DC. (2019). Recuperado de:  
[https://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor\\_DC\\_a\\_DC](https://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor_DC_a_DC)
- Convertidor Buck. (2019). Recuperado de: [https://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor\\_Buck](https://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor_Buck)
- Buenafuente, S. (2007). Diseño de un convertidor DC–DC reductor tipo BUCK. Recuperado de:  
<https://srbuenaf.webs.ull.es/El/2007/ejemploBuck.pdf>
- Tavera Mosqueda, S., Pérez Romero, P., Silva Ortigoza, R., García Sánchez, J., Alba Juárez, J., & Hernández Márquez, E. (2016). Control del voltaje de salida de un convertidor Buck por medio de PWM generado con arduino. Recuperado de:  
<http://www.boletin.upiita.ipn.mx/index.php/ciencia/684-cyt-numero-57/1330-control-del-voltaje-de-salida-de-un-convertidor-Buck-por-medio-de-pwm-generado-con-arduino>
- Buck converter arduino code. (2019). Recuperado de:  
[http://www.electrionoobs.com/eng\\_circuitos\\_tut10\\_code1.php](http://www.electrionoobs.com/eng_circuitos_tut10_code1.php)
- 4N35 OptoCoupler Optoisolator DIP IC. Recuperado de: <https://uge-one.com/4n35-optocoupler-optoisolator-dip-ic.html>
- Arduino - SecretsOfArduinoPWM. (2019). Recuperado de:  
<https://www.arduino.cc/en/Tutorial/SecretsOfArduinoPWM>
- EAGLE. (2018). Recuperado de: <https://es.wikipedia.org/wiki/EAGLE>
- Conversión CC/CC. Recuperado de: <http://ocw.uc3m.es/tecnologia-electronica/electronica-de-potencia/material-de-clase-1/MC-F-005.pdf>
- Rodríguez, A. (2013). DISEÑO DEL CONTROL PARA CONVERTIDOR DE PUENTE COMPLETO CON FASE DESPLAZADA. Recuperado de:  
[http://www.cei.upm.es/media/TFM/Rodriguez\\_Antonio\\_C\\_TFM\\_2013.pdf](http://www.cei.upm.es/media/TFM/Rodriguez_Antonio_C_TFM_2013.pdf)

## C. Hojas de especificaciones

### Arduino MEGA

#### 1 Arduino Mega2560



#### Overview

The Arduino Mega 2560 is a microcontroller board based on the ATmega2560 ([datasheet](#)). It has 54 digital input/output pins (of which 14 can be used as PWM outputs), 16 analog inputs, 4 UARTs (hardware serial ports), a 16 MHz crystal oscillator, a USB connection, a power jack, an ICSP header, and a reset button. It contains everything needed to support the microcontroller; simply connect it to a computer with a USB cable or power it with a AC-to-DC adapter or battery to get started. The Mega is compatible with most shields designed for the Arduino Duemilanove or Diecimila.

The Mega 2560 is an update to the [Arduino Mega](#), which it replaces.

#### Summary

Microcontroller	ATmega2560
Operating Voltage	5V
Input Voltage (recommended)	7-9V
Input Voltage (limits)	6-20V
Digital I/O Pins	54 (of which 14 provide PWM output)
Analog Input Pins	16
DC Current per I/O Pin	40 mA
DC Current for 3.3V Pin	50 mA
Flash Memory	256 KB ( 8 KB used by bootloader)
SRAM	8 KB
EEPROM	4 KB (ATmega328)
Clock Speed	16 MHz



## 2 Arduino Mega2560

### Schematic & Reference Design

EAGLE files: [arduino-mega2560-reference-design.zip](#)

Schematic: [arduino-mega2560-schematic.pdf](#)

### Power

The Arduino Mega can be powered via the USB connection or with an external power supply. The power source is selected automatically.

External (non-USB) power can come either from an AC-to-DC adapter (wall-wart) or battery. The adapter can be connected by plugging a 2.1mm center-positive plug into the board's power jack. Leads from a battery can be inserted in the Gnd and Vin pin headers of the POWER connector.

The board can operate on an external supply of 6 to 20 volts. If supplied with less than 7V, however, the 5V pin may supply less than five volts and the board may be unstable. If using more than 12V, the voltage regulator may overheat and damage the board. The recommended range is 7 to 12 volts.

The Mega2560 differs from all preceding boards in that it does not use the FTDI USB-to-serial driver chip. Instead, it features the Atmega8U2 programmed as a USB-to-serial converter.

The power pins are as follows:

- **VIN.** The input voltage to the Arduino board when it's using an external power source (as opposed to 5 volts from the USB connection or other regulated power source). You can supply voltage through this pin, or, if supplying voltage via the power jack, access it through this pin.
- **5V.** The regulated power supply used to power the microcontroller and other components on the board. This can come either from VIN via an on-board regulator, or be supplied by USB or another regulated 5V supply.
- **3V3.** A 3.3 volt supply generated by the on-board regulator. Maximum current draw is 50 mA.
- **GND.** Ground pins.

### Memory

The ATmega2560 has 256 KB of flash memory for storing code (of which 8 KB is used for the bootloader), 8 KB of SRAM and 4 KB of EEPROM (which can be read and written with the [EEPROM library](#)).

### Input and Output

Each of the 54 digital pins on the Mega can be used as an input or output, using [pinMode\(\)](#), [digitalWrite\(\)](#), and [digitalRead\(\)](#) functions. They operate at 5 volts. Each pin can provide or receive a maximum of 40 mA and has an internal pull-up resistor (disconnected by default) of 20-50 kOhms. In addition, some pins have specialized functions:

- **Serial: 0 (RX) and 1 (TX); Serial 1: 19 (RX) and 18 (TX); Serial 2: 17 (RX) and 16 (TX); Serial 3: 15 (RX) and 14 (TX).** Used to receive (RX) and transmit (TX) TTL serial data. Pins 0 and 1 are also connected to the corresponding pins of the ATmega8U2 USB-to-TTL Serial chip.
- **External Interrupts: 2 (interrupt 0), 3 (interrupt 1), 18 (interrupt 5), 19 (interrupt 4), 20 (interrupt 3), and 21 (interrupt 2).** These pins can be configured to trigger an interrupt on a low value, a rising or falling edge, or a change in value. See the [attachInterrupt\(\)](#) function for details.
- **PWM: 0 to 13.** Provide 8-bit PWM output with the [analogWrite\(\)](#) function.

### 3 Arduino Mega2560

- **SPI: 50 (MISO), 51 (MOSI), 52 (SCK), 53 (SS).** These pins support SPI communication using the [SPI library](#). The SPI pins are also broken out on the ICSP header, which is physically compatible with the Uno, Duemilanove and Diecimila.
- **LED: 13.** There is a built-in LED connected to digital pin 13. When the pin is HIGH value, the LED is on, when the pin is LOW, it's off.
- **I<sup>2</sup>C: 20 (SDA) and 21 (SCL).** Support I<sup>2</sup>C (TWI) communication using the [Wire library](#) (documentation on the Wiring website). Note that these pins are not in the same location as the I<sup>2</sup>C pins on the Duemilanove or Diecimila.

The Mega2560 has 16 analog inputs, each of which provide 10 bits of resolution (i.e. 1024 different values). By default they measure from ground to 5 volts, though is it possible to change the upper end of their range using the AREF pin and `analogReference()` function.

There are a couple of other pins on the board:

- **AREF.** Reference voltage for the analog inputs. Used with [analogReference\(\)](#).
- **Reset.** Bring this line LOW to reset the microcontroller. Typically used to add a reset button to shields which block the one on the board.

#### Communication

The Arduino Mega2560 has a number of facilities for communicating with a computer, another Arduino, or other microcontrollers. The ATmega2560 provides four hardware UARTs for TTL (5V) serial communication. An ATmega8U2 on the board channels one of these over USB and provides a virtual com port to software on the computer (Windows machines will need a .inf file, but OSX and Linux machines will recognize the board as a COM port automatically). The Arduino software includes a serial monitor which allows simple textual data to be sent to and from the board. The RX and TX LEDs on the board will flash when data is being transmitted via the ATmega8U2 chip and USB connection to the computer (but not for serial communication on pins 0 and 1).

A [SoftwareSerial library](#) allows for serial communication on any of the Mega2560's digital pins.

The ATmega2560 also supports I2C (TWI) and SPI communication. The Arduino software includes a `Wire` library to simplify use of the I2C bus; see the [documentation on the Wiring website](#) for details. For SPI communication, use the [SPI library](#).

#### Programming

The Arduino Mega can be programmed with the Arduino software ([download](#)). For details, see the [reference](#) and [tutorials](#).

The ATmega2560 on the Arduino Mega comes preburned with a [bootloader](#) that allows you to upload new code to it without the use of an external hardware programmer. It communicates using the original STK500 protocol ([reference](#), [C header files](#)).

You can also bypass the bootloader and program the microcontroller through the ICSP (In-Circuit Serial Programming) header; see [these instructions](#) for details.

The ATmega8U2 firmware source code is available [in the Arduino repository](#). The ATmega8U2 is loaded with a DFU bootloader, which can be activated by connecting the solder jumper on the back of the board (near the map of Italy) and then resetting the 8U2. You can then use [Atmel's FLIP software](#) (Windows) or the [DFU programmer](#) (Mac OS X and Linux) to load a new firmware. Or you can use the ISP header with an external programmer (overwriting the DFU bootloader). See [this user-contributed tutorial](#) for more information.

#### Automatic (Software) Reset

Rather than requiring a physical press of the reset button before an upload, the Arduino Mega2560 is designed in a way that allows it to be reset by software running on a connected computer. One of the hardware flow control lines (DTR) of the ATmega8U2 is connected to the reset line of the ATmega2560 via a 100 nanofarad capacitor. When this line is asserted (taken low), the reset line drops long enough to reset the chip. The Arduino software uses this capability to allow you to upload code by simply pressing the upload button in the Arduino environment. This means that the bootloader can have a shorter timeout, as the lowering of DTR can be well-coordinated with the start of the upload.

This setup has other implications. When the Mega2560 is connected to either a computer running Mac OS X or Linux, it resets each time a connection is made to it from software (via USB). For the following half-second or so, the bootloader is running on the Mega2560. While it is programmed to ignore malformed data (i.e. anything besides an upload of new code), it will intercept the first few bytes of data sent to the board after a connection is opened. If a sketch running on the board receives one-time configuration or other data when it first starts, make sure that the software with which it communicates waits a second after opening the connection and before sending this data.

The Mega2560 contains a trace that can be cut to disable the auto-reset. The pads on either side of the trace can be soldered together to re-enable it. It's labelled "RESET-EN". You may also be able to disable the auto-reset by connecting a 110 ohm resistor from 5V to the reset line; see [this forum thread](#) for details.

#### USB Overcurrent Protection

The Arduino Mega2560 has a resettable polyfuse that protects your computer's USB ports from shorts and overcurrent. Although most computers provide their own internal protection, the fuse provides an extra layer of protection. If more than 500 mA is applied to the USB port, the fuse will automatically break the connection until the short or overload is removed.

#### Physical Characteristics and Shield Compatibility

The maximum length and width of the Mega2560 PCB are 4 and 2.1 inches respectively, with the USB connector and power jack extending beyond the former dimension. Three screw holes allow the board to be attached to a surface or case. Note that the distance between digital pins 7 and 8 is 160 mil (0.16"), not an even multiple of the 100 mil spacing of the other pins.

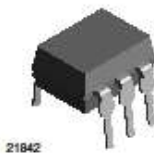
The Mega2560 is designed to be compatible with most shields designed for the Uno, Diecimila or Duemilanove. Digital pins 0 to 13 (and the adjacent AREF and GND pins), analog inputs 0 to 5, the power header, and ICSP header are all in equivalent locations. Further the main UART (serial port) is located on the same pins (0 and 1), as are external interrupts 0 and 1 (pins 2 and 3 respectively). SPI is available through the ICSP header on both the Mega2560 and Duemilanove / Diecimila. *Please note that  $I^2C$  is not located on the same pins on the Mega (20 and 21) as the Duemilanove / Diecimila (analog inputs 4 and 5).*

Optoacopladores 4n35

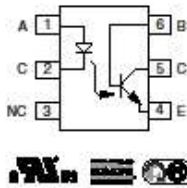


**4N35, 4N36, 4N37**  
Vishay Semiconductors

**Optocoupler, Phototransistor Output, with Base Connection**



21842



**FEATURES**

- Isolation test voltage 5000 V<sub>RMS</sub>
- Interfaces with common logic families
- Input-output coupling capacitance < 0.5 pF
- Industry standard dual-in-line 6 pin package
- Compliant to RoHS directive 2002/95/EC and in accordance to WEEE 2002/96/EC



**APPLICATIONS**

- AC mains detection
- Reed relay driving
- Switch mode power supply feedback
- Telephone ring detection
- Logic ground isolation
- Logic coupling with high frequency noise rejection

**DESCRIPTION**

Each optocoupler consists of gallium arsenide infrared LED and a silicon NPN phototransistor.

**AGENCY APPROVALS**

- Underwriters laboratory file no. E52744
- BSI: EN 60065:2002, EN 60950:2000
- FIMKO; EN 60065, EN 60335, EN 60950 certificate no. 25156

ORDER INFORMATION	
PART	REMARKS
4N35	CTR > 100 %, DIP-6
4N36	CTR > 100 %, DIP-6
4N37	CTR > 100 %, DIP-6

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (†)				
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	VALUE	UNIT
<b>INPUT</b>				
Reverse voltage		V <sub>R</sub>	6	V
Forward current		I <sub>F</sub>	50	mA
Surge current	t ≤ 10 μs	I <sub>FSM</sub>	1	A
Power dissipation		P <sub>DM</sub>	70	mW
<b>OUTPUT</b>				
Collector emitter breakdown voltage		V <sub>CEO</sub>	70	V
Emitter base breakdown voltage		V <sub>EB0</sub>	7	V
Collector current		I <sub>C</sub>	50	mA
	t ≤ 1 ms	I <sub>C</sub>	100	mA
Power dissipation		P <sub>DM</sub>	70	mW
<b>COUPLER</b>				
Isolation test voltage		V <sub>ISO</sub>	5000	V <sub>RMS</sub>
Creepage			≥ 7	mm
Clearance			≥ 7	mm
Isolation thickness between emitter and detector			≥ 0.4	mm

## Vishay Semiconductors Optocoupler, Phototransistor Output, with Base Connection

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (1)				
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	VALUE	UNIT
<b>COUPLER</b>				
Comparative tracking index	DIN IEC 112/VDE 0303, part 1		175	
Isolation resistance	$V_{IO} = 500 \text{ V}, T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	$R_{IO}$	$10^{12}$	$\Omega$
	$V_{IO} = 500 \text{ V}, T_{amb} = 100 \text{ }^\circ\text{C}$	$R_{IO}$	$10^{11}$	$\Omega$
Storage temperature		$T_{stg}$	- 55 to + 150	$^\circ\text{C}$
Operating temperature		$T_{amb}$	- 55 to + 100	$^\circ\text{C}$
Junction temperature		$T_j$	100	$^\circ\text{C}$
Soldering temperature (2)	max. 10 s dip soldering: distance to seating plane $\geq 1.5 \text{ mm}$	$T_{sld}$	260	$^\circ\text{C}$

### Notes

(1)  $T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified.

Stresses in excess of the absolute maximum ratings can cause permanent damage to the device. Functional operation of the device is not implied at these or any other conditions in excess of those given in the operational sections of this document. Exposure to absolute maximum ratings for extended periods of the time can adversely affect reliability.

(2) Refer to wave profile for soldering conditions for through hole devices (DIP).

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (1)								
PARAMETER	TEST CONDITION	PART	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT	
<b>INPUT</b>								
Junction capacitance	$V_R = 0 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}$		$C_j$		50		pF	
Forward voltage (2)	$I_F = 10 \text{ mA}$		$V_F$		1.3	1.5	V	
	$I_F = 10 \text{ mA}, T_{amb} = - 55 \text{ }^\circ\text{C}$		$V_F$	0.9	1.3	1.7	V	
Reverse current (2)	$V_R = 6 \text{ V}$		$I_R$		0.1	10	$\mu\text{A}$	
Capacitance	$V_R = 0 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}$		$C_O$		25		pF	
<b>OUTPUT</b>								
Collector emitter breakdown voltage(2)	$I_C = 1 \text{ mA}$	4N35	$BV_{CEO}$	30			V	
		4N36	$BV_{CEO}$	30			V	
		4N37	$BV_{CEO}$	30			V	
Emitter collector breakdown voltage(2)	$I_E = 100 \text{ } \mu\text{A}$		$BV_{ECO}$	7			V	
<b>OUTPUT</b>								
Collector base breakdown voltage (2)	$I_C = 100 \text{ } \mu\text{A}, I_B = 1 \text{ } \mu\text{A}$	4N35	$BV_{CBO}$	70			V	
		4N36	$BV_{CBO}$	70			V	
		4N37	$BV_{CBO}$	70			V	
Collector emitter leakage current (2)	$V_{CE} = 10 \text{ V}, I_F = 0$	4N35	$I_{CEO}$		5	50	nA	
		4N36	$I_{CEO}$		5	50	nA	
	$V_{CE} = 10 \text{ V}, I_F = 0$	4N37	$I_{CEO}$		5	50	nA	
	$V_{CE} = 30 \text{ V}, I_F = 0,$ $T_{amb} = 100 \text{ }^\circ\text{C}$	4N35	$I_{CEO}$				500	$\mu\text{A}$
		4N36	$I_{CEO}$				500	$\mu\text{A}$
		4N37	$I_{CEO}$				500	$\mu\text{A}$
Collector emitter capacitance	$V_{CE} = 0$		$C_{CE}$		6		pF	
<b>COUPLER</b>								
Resistance, input output (2)	$V_{IO} = 500 \text{ V}$		$R_{IO}$	$10^{11}$			$\Omega$	
Capacitance, input output	$f = 1 \text{ MHz}$		$C_{IO}$		0.6		pF	

### Notes

(1)  $T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified.

Minimum and maximum values are testing requirements. Typical values are characteristics of the device and are the result of engineering evaluation. Typical values are for information only and are not part of the testing requirements.

(2) Indicates JEDEC registered value.

CURRENT TRANSFER RATIO							
PARAMETER	TEST CONDITION	PART	SYMBOL	MIN	TYP.	MAX	UNIT
DC current transfer ratio <sup>(1)</sup>	$V_{CE} = 10\text{ V}, I_F = 10\text{ mA}$	4N35	$CTR_{DC}$	100			%
		4N36	$CTR_{DC}$	100			%
		4N37	$CTR_{DC}$	100			%
	$V_{CE} = 10\text{ V}, I_F = 10\text{ mA}, T_A = -55\text{ }^\circ\text{C to } +100\text{ }^\circ\text{C}$	4N35	$CTR_{DC}$	40	50		%
		4N36	$CTR_{DC}$	40	50		%
		4N37	$CTR_{DC}$	40	50		%

**Note**
<sup>(1)</sup> Indicates JEDEC registered values.

SWITCHING CHARACTERISTICS							
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT	
Switching time <sup>(1)</sup>	$V_{CC} = 10\text{ V}, I_C = 2\text{ mA}, R_L = 100\ \Omega$	$t_{on}, t_{off}$		10		$\mu\text{S}$	

**Note**
<sup>(1)</sup> Indicates JEDEC registered values.

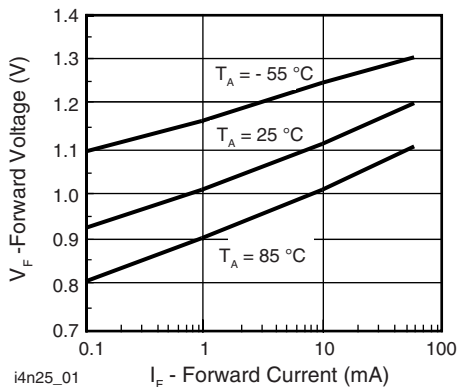
**TYPICAL CHARACTERISTICS**
 $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified


Fig. 1 - Forward Voltage vs. Forward Current

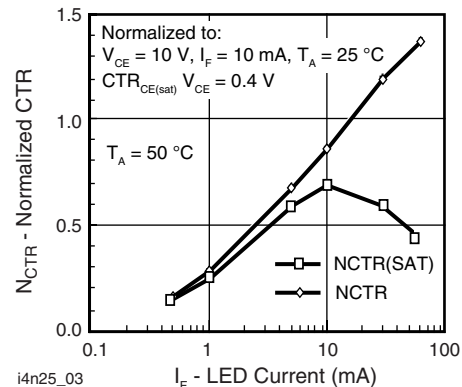


Fig. 3 - Normalized Non-Saturated and Saturated CTR vs. LED Current

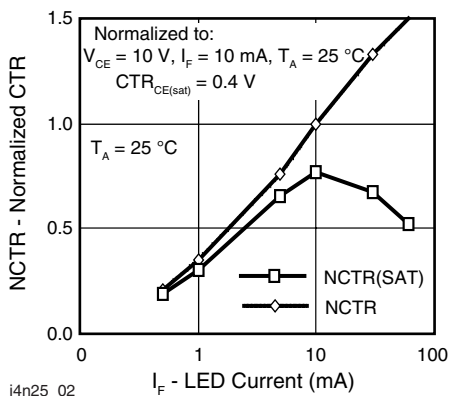


Fig. 2 - Normalized Non-Saturated and Saturated CTR vs. LED Current

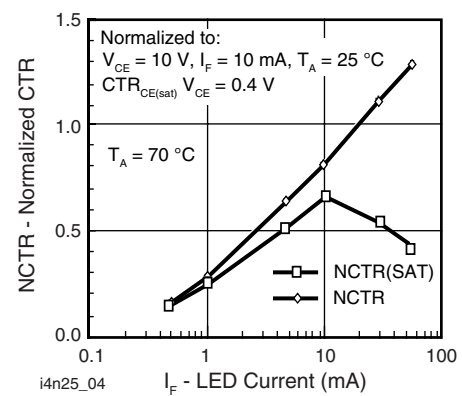


Fig. 4 - Normalized Non-Saturated and Saturated CTR vs. LED Current

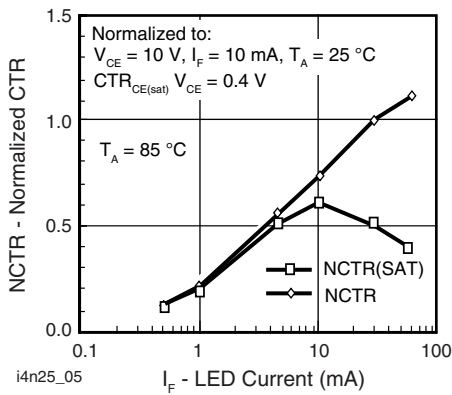


Fig. 5 - Normalized Non-Saturated and Saturated CTR vs. LED Current

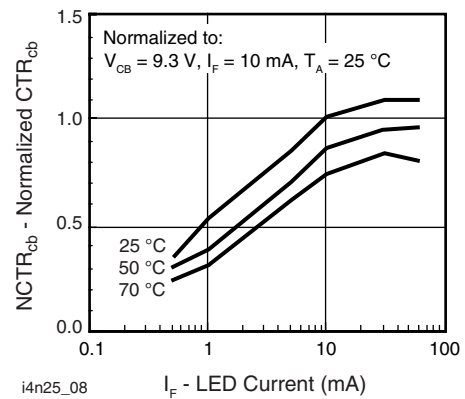


Fig. 8 - Normalized  $CTR_{cb}$  vs. LED Current and Temperature

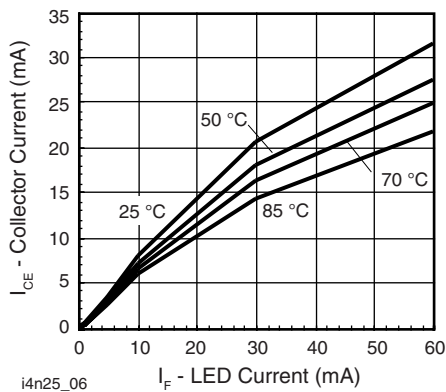


Fig. 6 - Collector Emitter Current vs. Temperature and LED Current

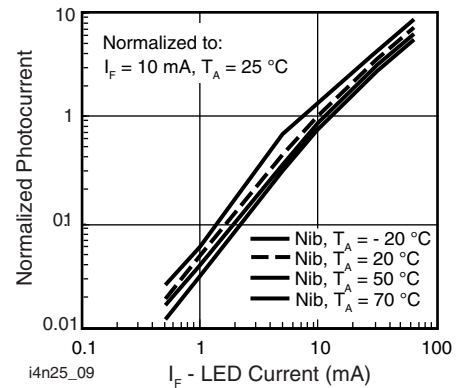


Fig. 9 - Normalized Photocurrent vs.  $I_F$  and Temperature

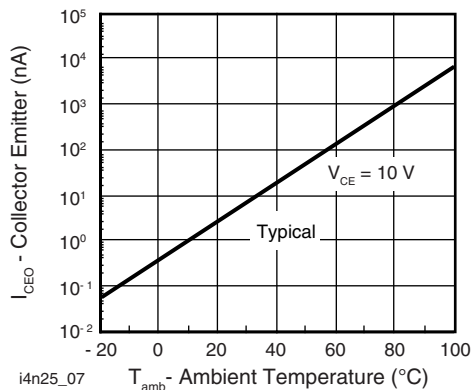


Fig. 7 - Collector Emitter Leakage Current vs. Temperature

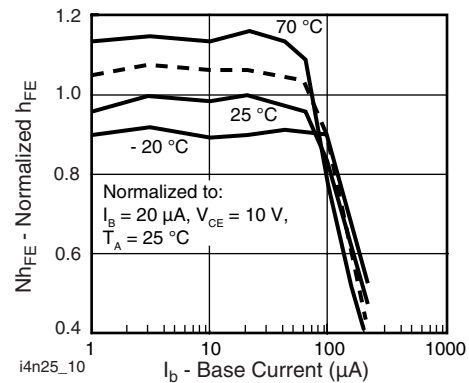


Fig. 10 - Normalized Non-Saturated  $h_{FE}$  vs. Base Current and Temperature

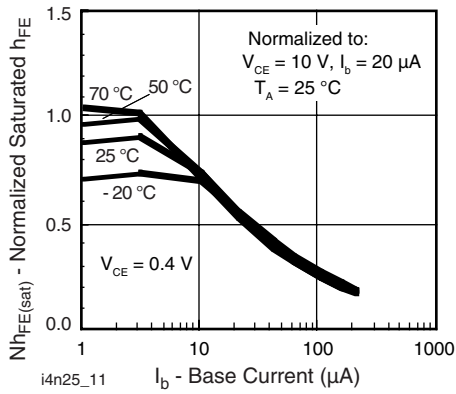


Fig. 11 - Normalized  $h_{FE}$  vs. Base Current and Temperature

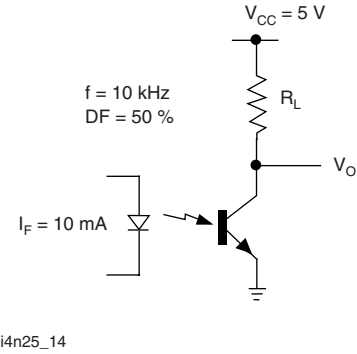


Fig. 14 - Switching Schematic

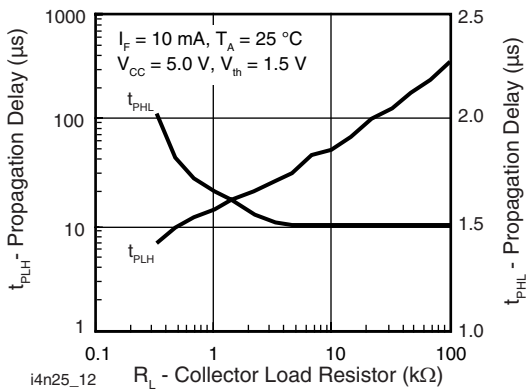


Fig. 12 - Propagation Delay vs. Collector Load Resistor

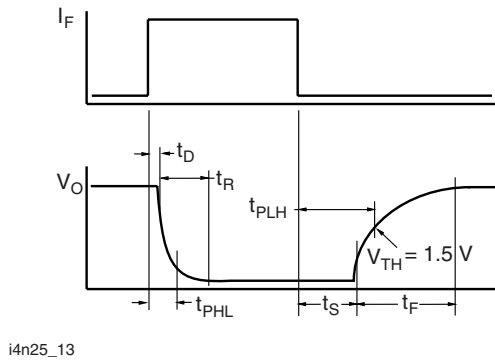


Fig. 13 - Switching Timing

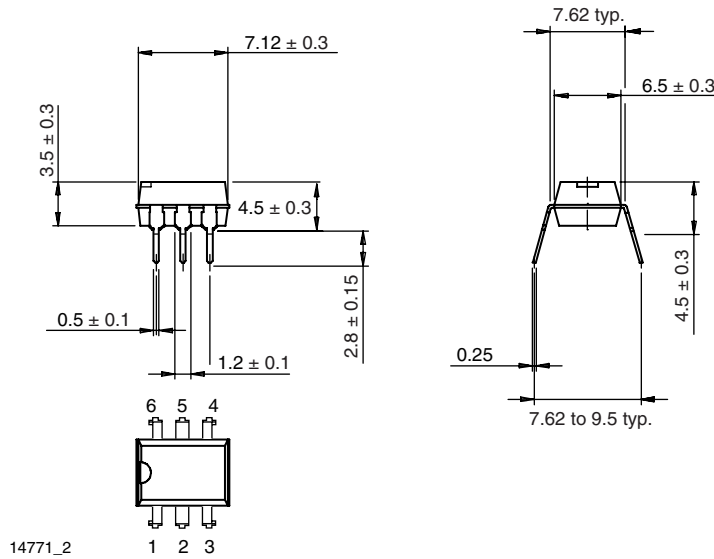


# 4N35, 4N36, 4N37

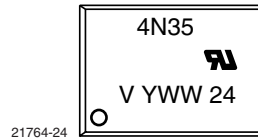


Vishay Semiconductors Optocoupler, Phototransistor Output,  
with Base Connection

## PACKAGE DIMENSIONS in millimeters



## PACKAGE MARKING





## **Disclaimer**

ALL PRODUCT, PRODUCT SPECIFICATIONS AND DATA ARE SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN OR OTHERWISE.

Vishay Intertechnology, Inc., its affiliates, agents, and employees, and all persons acting on its or their behalf (collectively, "Vishay"), disclaim any and all liability for any errors, inaccuracies or incompleteness contained in any datasheet or in any other disclosure relating to any product.

Vishay makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of the products for any particular purpose or the continuing production of any product. To the maximum extent permitted by applicable law, Vishay disclaims (i) any and all liability arising out of the application or use of any product, (ii) any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages, and (iii) any and all implied warranties, including warranties of fitness for particular purpose, non-infringement and merchantability.

Statements regarding the suitability of products for certain types of applications are based on Vishay's knowledge of typical requirements that are often placed on Vishay products in generic applications. Such statements are not binding statements about the suitability of products for a particular application. It is the customer's responsibility to validate that a particular product with the properties described in the product specification is suitable for use in a particular application. Parameters provided in datasheets and / or specifications may vary in different applications and performance may vary over time. All operating parameters, including typical parameters, must be validated for each customer application by the customer's technical experts. Product specifications do not expand or otherwise modify Vishay's terms and conditions of purchase, including but not limited to the warranty expressed therein.

Except as expressly indicated in writing, Vishay products are not designed for use in medical, life-saving, or life-sustaining applications or for any other application in which the failure of the Vishay product could result in personal injury or death. Customers using or selling Vishay products not expressly indicated for use in such applications do so at their own risk. Please contact authorized Vishay personnel to obtain written terms and conditions regarding products designed for such applications.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted by this document or by any conduct of Vishay. Product names and markings noted herein may be trademarks of their respective owners.

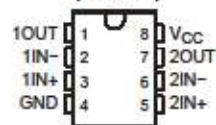
Amplificador operacional



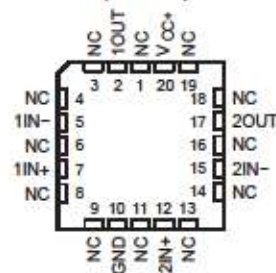
**LM158, LM158A, LM258, LM258A  
LM358, LM358A, LM2904, LM2904V  
DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS**  
SLOS068P – JUNE 1976 – REVISED SEPTEMBER 2004

- **Wide Supply Range:**
  - Single Supply . . . 3 V to 32 V (26 V for LM2904)
  - or Dual Supplies . . .  $\pm 1.5$  V to  $\pm 16$  V ( $\pm 13$  V for LM2904)
- **Low Supply-Current Drain, Independent of Supply Voltage . . . 0.7 mA Typ**
- **Common-Mode Input Voltage Range Includes Ground, Allowing Direct Sensing Near Ground**
- **Low Input Bias and Offset Parameters:**
  - Input Offset Voltage . . . 3 mV Typ  
A Versions . . . 2 mV Typ
  - Input Offset Current . . . 2 nA Typ
  - Input Bias Current . . . 20 nA Typ  
A Versions . . . 15 nA Typ
- **Differential Input Voltage Range Equal to Maximum-Rated Supply Voltage . . . 32 V (26 V for LM2904)**
- **Open-Loop Differential Voltage Amplification . . . 100 V/mV Typ**
- **Internal Frequency Compensation**

LM158, LM158A . . . JG PACKAGE  
LM258, LM258A . . . D, DGK, OR P PACKAGE  
LM358 . . . D, DGK, P, PS, OR PW PACKAGE  
LM358A . . . D, DGK, P, OR PW PACKAGE  
LM2904 . . . D, DGK, P, PS, OR PW PACKAGE  
(TOP VIEW)



LM158, LM158A . . . FK PACKAGE  
(TOP VIEW)



NC – No Internal Connection

**description/ordering information**

These devices consist of two independent, high-gain, frequency-compensated operational amplifiers designed to operate from a single supply over a wide range of voltages. Operation from split supplies also is possible if the difference between the two supplies is 3 V to 32 V (3 V to 26 V for the LM2904), and  $V_{CC}$  is at least 1.5 V more positive than the input common-mode voltage. The low supply-current drain is independent of the magnitude of the supply voltage.

Applications include transducer amplifiers, dc amplification blocks, and all the conventional operational amplifier circuits that now can be implemented more easily in single-supply-voltage systems. For example, these devices can be operated directly from the standard 5-V supply used in digital systems and easily can provide the required interface electronics without additional  $\pm 5$ -V supplies.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA: Information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2004, Texas Instruments Incorporated. On products conforming to MIL-PRF-38750, all parameters are tested unless otherwise noted. On all other products, production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**LM158, LM158A, LM258, LM258A  
LM358, LM358A, LM2904, LM2904V  
DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS068P – JUNE 1976 – REVISED SEPTEMBER 2004

**description/ordering information (continued)**

**ORDERING INFORMATION**

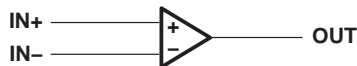
$T_A$	$V_{IOmax}$ AT 25°C	MAX TESTED $V_{CC}$	PACKAGE†		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING
0°C to 70°C	7 mV	30 V	PDIP (P)	Tube of 50	LM358P	LM358P
			SOIC (D)	Tube of 75	LM358D	LM358
				Reel of 2500	LM358DR	
			SOP (PS)	Reel of 2000	LM358PSR	L358
			TSSOP (PW)	Tube of 150	LM358PW	L358
	Reel of 2000	LM358PWR				
	3 mV	30 V	MSOP/VSSOP (DGK)	Reel of 2500	LM358DGKR	M5_‡
			PDIP (P)	Tube of 50	LM358AP	LM358AP
				Tube of 75	LM358AD	
			SOIC (D)	Reel of 2500	LM358ADR	LM358A
Tube of 150				LM358APW		
TSSOP (PW)	Reel of 2000	LM358APWR	L358A			
MSOP/VSSOP (DGK)	Reel of 2500	LM358ADGKR	M6_‡			
-25°C to 85°C	5 mV	30 V	PDIP (P)	Tube of 50	LM258P	LM258P
			SOIC (D)	Tube of 75	LM258D	LM258
				Reel of 2500	LM258DR	
	MSOP/VSSOP (DGK)	Reel of 2500	LM258DGKR	M2_‡		
	3 mV	30 V	PDIP (P)	Tube of 50	LM258AP	LM258AP
			SOIC (D)	Tube of 75	LM258AD	LM258A
Reel of 2500				LM258ADR		
MSOP/VSSOP (DGK)	Reel of 2500	LM258ADGKR	M3_‡			
-40°C to 125°C	7 mV	26 V	PDIP (P)	Tube of 50	LM2904P	LM2904P
			SOIC (D)	Tube of 75	LM2904D	LM2904
				Reel of 2500	LM2904DR	
			SOP (PS)	Reel of 2000	LM2904PSR	L2904
			TSSOP (PW)	Tube of 150	LM2904PW	L2904
	Reel of 2000	LM2904PWR				
	MSOP/VSSOP (DGK)	Reel of 2500	LM2904DGKR	MB_‡		
	7 mV	32 V	SOIC (D)	Reel of 2500	LM2904VQDR	L2904V
			TSSOP (PW)	Reel of 2000	LM2904VQPWR	L2904V
	2 mV	32 V	SOIC (D)	Reel of 2500	LM2904AVQDR	L2904AV
TSSOP (PW)			Reel of 2000	LM2904AVQPWR	L2904AV	
-55°C to 125°C	5 mV	30 V	CDIP (JG)	Tube of 50	LM158JG	LM158JG
			LCCC (FK)	Tube of 55	LM158FK	LM158FK
	2 mV	30 V	CDIP (JG)	Tube of 50	LM158AJG	LM158AJG
			LCCC (FK)	Tube of 55	LM158AFK	LM158AFK

† Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at [www.ti.com/sc/package](http://www.ti.com/sc/package).

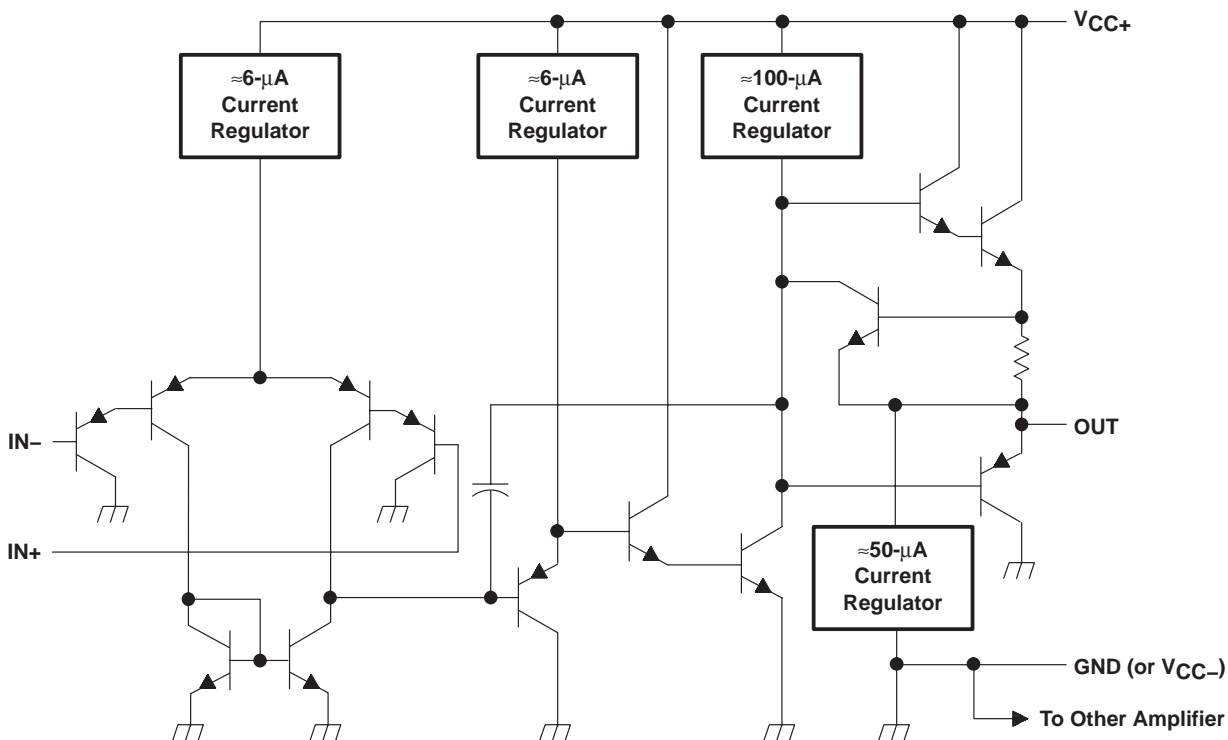
‡ The actual top-side marking has one additional character that designates the assembly/test site.



symbol (each amplifier)



schematic (each amplifier)



COMPONENT COUNT	
Epi-FET	1
Diodes	2
Resistors	7
Transistors	51
Capacitors	2

**LM158, LM158A, LM258, LM258A  
LM358, LM358A, LM2904, LM2904V  
DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS068P – JUNE 1976 – REVISED SEPTEMBER 2004

**absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†**

		LM158, LM158A LM258, LM258A LM358, LM358A LM2904V	LM2904	UNIT
Supply voltage, $V_{CC}$ (see Note 1)		±16 or 32	±13 or 26	V
Differential input voltage, $V_{ID}$ (see Note 2)		±32	±26	V
Input voltage, $V_I$ (either input)		-0.3 to 32	-0.3 to 26	V
Duration of output short circuit (one amplifier) to ground at (or below) 25°C free-air temperature ( $V_{CC} \leq 15$ V) (see Note 3)		Unlimited	Unlimited	
Package thermal impedance, $\theta_{JA}$ (see Notes 4 and 5)	D package	97	97	°C/W
	DGK package	172	172	
	P package	85	85	
	PS package	95	95	
	PW package	149	149	
Package thermal impedance, $\theta_{JC}$ (see Notes 6 and 7)	FK package	5.61		°C/W
	JG package	14.5		
Operating free-air temperature range, $T_A$	LM158, LM158A	-55 to 125		°C
	LM258, LM258A	-25 to 85		
	LM358, LM358A	0 to 70		
	LM2904	-40 to 125	-40 to 125	
Operating virtual junction temperature, $T_J$		150	150	°C
Case temperature for 60 seconds	FK package	260		°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds	JG package	300	300	°C
Storage temperature range, $T_{stg}$		-65 to 150	-65 to 150	°C

† Stresses beyond those listed under “absolute maximum ratings” may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under “recommended operating conditions” is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

NOTES: 1. All voltage values, except differential voltages and  $V_{CC}$  specified for measurement of  $I_{OS}$ , are with respect to the network ground terminal.

2. Differential voltages are at  $IN+$  with respect to  $IN-$ .
3. Short circuits from outputs to  $V_{CC}$  can cause excessive heating and eventual destruction.
4. Maximum power dissipation is a function of  $T_J(max)$ ,  $\theta_{JA}$ , and  $T_A$ . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is  $P_D = (T_J(max) - T_A)/\theta_{JA}$ . Operating at the absolute maximum  $T_J$  of 150°C can affect reliability.
5. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.
6. Maximum power dissipation is a function of  $T_J(max)$ ,  $\theta_{JC}$ , and  $T_C$ . The maximum allowable power dissipation at any allowable case temperature is  $P_D = (T_J(max) - T_C)/\theta_{JC}$ . Operating at the absolute maximum  $T_J$  of 150°C can affect reliability.
7. The package thermal impedance is calculated in accordance with MIL-STD-883.



**LM158, LM158A, LM258, LM258A**  
**LM358, LM358A, LM2904, LM2904V**  
**DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS068P – JUNE 1976 – REVISED SEPTEMBER 2004

**electrical characteristics at specified free-air temperature,  $V_{CC} = 5\text{ V}$  (unless otherwise noted)**

PARAMETER	TEST CONDITIONST	$T_A$ ‡	LM158 LM258			LM358			UNIT	
			MIN	TYP§	MAX	MIN	TYP§	MAX		
$V_{IO}$ Input offset voltage	$V_{CC} = 5\text{ V to MAX}$ , $V_{IC} = V_{ICR(\text{min})}$ , $V_O = 1.4\text{ V}$	25°C	3		5	3		7	mV	
		Full range			7			9		
$\alpha_{V_{IO}}$ Average temperature coefficient of input offset voltage		Full range		7			7		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
$I_{IO}$ Input offset current	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C	2		30	2		50	nA	
		Full range			100			150		
$\alpha_{I_{IO}}$ Average temperature coefficient of input offset current		Full range		10			10		$\text{pA}/^\circ\text{C}$	
$I_{IB}$ Input bias current	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C	-20		-150	-20		-250	nA	
		Full range			-300			-500		
$V_{ICR}$ Common-mode input voltage range	$V_{CC} = 5\text{ V to MAX}$	25°C	0 to		$V_{CC} - 1.5$	0 to		$V_{CC} - 1.5$	V	
		Full range	0 to		$V_{CC} - 2$	0 to		$V_{CC} - 2$		
$V_{OH}$ High-level output voltage	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	25°C	$V_{CC} - 1.5$			$V_{CC} - 1.5$			V	
		25°C	$V_{CC} - 1.5$			$V_{CC} - 1.5$				
	$V_{CC} = \text{MAX}$	$R_L = 2\text{ k}\Omega$	Full range	26			26			
		$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	Full range	27		28	27			28
$V_{OL}$ Low-level output voltage	$R_L \leq 10\text{ k}\Omega$	Full range	5		20	5		20	mV	
$A_{VD}$ Large-signal differential voltage amplification	$V_{CC} = 15\text{ V}$ , $V_O = 1\text{ V to }11\text{ V}$ , $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	25°C	50		100	25		100	V/mV	
		Full range	25			15				
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{CC} = 5\text{ V to MAX}$ , $V_{IC} = V_{ICR(\text{min})}$	25°C	70		80	65		80	dB	
$k_{SVR}$ Supply-voltage rejection ratio ( $\Delta V_{DD}/\Delta V_{IO}$ )	$V_{CC} = 5\text{ V to MAX}$	25°C	65		100	65		100	dB	
$V_{O1}/V_{O2}$ Crosstalk attenuation	$f = 1\text{ kHz to }20\text{ kHz}$	25°C	120			120			dB	
$I_O$ Output current	$V_{CC} = 15\text{ V}$ , $V_{ID} = 1\text{ V}$ , $V_O = 0$	Source	25°C	-20		-30	-20		-30	mA
			Full range	-10			-10			
	Sink	25°C	10		20	10		20		
		Full range	5			5				
$I_O$ Output current	$V_{ID} = -1\text{ V}$ , $V_O = 200\text{ mV}$	25°C	12		30	12		30	$\mu\text{A}$	
$I_{OS}$ Short-circuit output current	$V_{CC}$ at 5 V, GND at -5 V, $V_O = 0$	25°C	$\pm 40$		$\pm 60$	$\pm 40$		$\pm 60$	mA	
$I_{CC}$ Supply current (two amplifiers)	$V_O = 2.5\text{ V}$ , No load	Full range	0.7		1.2	0.7		1.2	mA	
	$V_{CC} = \text{MAX}$ , $V_O = 0.5\text{ V}$ , No load	Full range	1		2	1		2		

† All characteristics are measured under open-loop conditions, with zero common-mode input voltage, unless otherwise specified. MAX  $V_{CC}$  for testing purposes is 26 V for the LM2904 and 30 V for others.

‡ Full range is  $-55^\circ\text{C}$  to  $125^\circ\text{C}$  for LM158,  $-25^\circ\text{C}$  to  $85^\circ\text{C}$  for LM258,  $0^\circ\text{C}$  to  $70^\circ\text{C}$  for LM358, and  $-40^\circ\text{C}$  to  $125^\circ\text{C}$  for LM2904.

§ All typical values are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .



**LM158, LM158A, LM258, LM258A  
LM358, LM358A, LM2904, LM2904V  
DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS068P – JUNE 1976 – REVISED SEPTEMBER 2004

**electrical characteristics at specified free-air temperature,  $V_{CC} = 5\text{ V}$  (unless otherwise noted)**

PARAMETER	TEST CONDITIONS†		$T_A$ ‡	LM2904			UNIT
				MIN	TYP§	MAX	
$V_{IO}$ Input offset voltage	$V_{CC} = 5\text{ V to MAX,}$ $V_{IC} = V_{ICR(min)},$ $V_O = 1.4\text{ V}$	Non-A devices	25°C	3	7	mV	
			Full range	10			
		A-suffix devices	25°C	1	2		
			Full range	4			
$\alpha_{V_{IO}}$ Average temperature coefficient of input offset voltage			Full range	7		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
$I_{IO}$ Input offset current	$V_O = 1.4\text{ V}$	Non-V device	25°C	2	50	nA	
			Full range	300			
		V-suffix device	25°C	2	50		
			Full range	150			
$\alpha_{I_{IO}}$ Average temperature coefficient of input offset current			Full range	10		$\text{pA}/^\circ\text{C}$	
$I_{IB}$ Input bias current	$V_O = 1.4\text{ V}$		25°C	-20	-250	nA	
			Full range	-500			
$V_{ICR}$ Common-mode input voltage range	$V_{CC} = 5\text{ V to MAX}$		25°C	0 to $V_{CC} - 1.5$		V	
			Full range	0 to $V_{CC} - 2$			
$V_{OH}$ High-level output voltage	$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$		25°C	$V_{CC} - 1.5$		V	
		$V_{CC} = \text{MAX,}$ Non-V device	$R_L = 2\text{ k}\Omega$	Full range			22
			$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	Full range			23 24
		$V_{CC} = \text{MAX,}$ V-suffix device	$R_L = 2\text{ k}\Omega$	Full range			26
$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	Full range		27 28				
$V_{OL}$ Low-level output voltage	$R_L \leq 10\text{ k}\Omega$		Full range	5 20		mV	
$A_{VD}$ Large-signal differential voltage amplification	$V_{CC} = 15\text{ V, } V_O = 1\text{ V to } 11\text{ V,}$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$		25°C	25	100	V/mV	
			Full range	15			
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{CC} = 5\text{ V to MAX,}$ $V_{IC} = V_{ICR(min)}$	Non-V device	25°C	50	80	dB	
		V-suffix device	25°C	65	80		
$k_{SVR}$ Supply-voltage rejection ratio ( $\Delta V_{DD}/\Delta V_{IO}$ )	$V_{CC} = 5\text{ V to MAX}$		25°C	65	100	dB	
$V_{O1}/V_{O2}$ Crosstalk attenuation	$f = 1\text{ kHz to } 20\text{ kHz}$		25°C	120		dB	
$I_O$ Output current	$V_{CC} = 15\text{ V,}$ $V_{ID} = 1\text{ V, } V_O = 0$	Source	25°C	-20	-30	mA	
			Full range	-10		mA	
	$V_{CC} = 15\text{ V,}$ $V_{ID} = -1\text{ V,}$ $V_O = 15\text{ V}$	Sink	25°C	10	20	mA	
			Full range	5		mA	
	$V_{ID} = -1\text{ V,}$ $V_O = 200\text{ mV}$	Non-V device	25°C	30		$\mu\text{A}$	
		V-suffix device	25°C	12	40		
$I_{OS}$ Short-circuit output current	$V_{CC}$ at 5 V, GND at -5 V, $V_O = 0$		25°C	$\pm 40$	$\pm 60$	mA	
$I_{CC}$ Supply current (two amplifiers)	$V_O = 2.5\text{ V, No load}$		Full range	0.7	1.2	mA	
	$V_{CC} = \text{MAX, } V_O = 0.5\text{ V, No load}$		Full range	1	2		

† All characteristics are measured under open-loop conditions, with zero common-mode input voltage, unless otherwise specified. MAX  $V_{CC}$  for testing purposes is 26 V for the LM2904, 32 V for the LM2904V, and 30 V for others.

‡ Full range is -55°C to 125°C for LM158, -25°C to 85°C for LM258, 0°C to 70°C for LM358, and -40°C to 125°C for LM2904.

§ All typical values are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .





**LM158, LM158A, LM258, LM258A**  
**LM358, LM358A, LM2904, LM2904V**  
**DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS068P – JUNE 1976 – REVISED SEPTEMBER 2004

**electrical characteristics at specified free-air temperature,  $V_{CC} = 5\text{ V}$  (unless otherwise noted)**

PARAMETER	TEST CONDITIONST	$T_A$ ‡	LM158A			LM258A			UNIT	
			MIN	TYP§	MAX	MIN	TYP§	MAX		
$V_{IO}$ Input offset voltage	$V_{CC} = 5\text{ V to }30\text{ V}$ , $V_{IC} = V_{ICR(\text{min})}$ , $V_O = 1.4\text{ V}$	25°C	2			2 3			mV	
		Full range	4			4				
$\alpha_{V_{IO}}$ Average temperature coefficient of input offset voltage		Full range	7 15*			7 15			$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
$I_{IO}$ Input offset current	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C	2 10			2 15			nA	
		Full range	30			30				
$\alpha_{I_{IO}}$ Average temperature coefficient of input offset current		Full range	10 200			10 200			$\text{pA}/^\circ\text{C}$	
$I_{IB}$ Input bias current	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C	–15 –50			–15 –80			nA	
		Full range	–100			–100				
$V_{ICR}$ Common-mode input voltage range	$V_{CC} = 30\text{ V}$	25°C	0 to $V_{CC} - 1.5$			0 to $V_{CC} - 1.5$			V	
		Full range	0 to $V_{CC} - 2$			0 to $V_{CC} - 2$				
$V_{OH}$ High-level output voltage	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_{CC} = 30\text{ V}$	25°C	$V_{CC} - 1.5$			$V_{CC} - 1.5$			V	
		Full range	26			26				
			27 28			27 28				
$V_{OL}$ Low-level output voltage	$R_L \leq 10\text{ k}\Omega$	Full range	5 20			5 20			mV	
$A_{VD}$ Large-signal differential voltage amplification	$V_{CC} = 15\text{ V}$ , $V_O = 1\text{ V to }11\text{ V}$ , $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	25°C	50 100			50 100			V/mV	
		Full range	25			25				
CMRR Common-mode rejection ratio		25°C	70 80			70 80			dB	
$k_{SVR}$ Supply-voltage rejection ratio ( $\Delta V_{DD}/\Delta V_{IO}$ )		25°C	65 100			65 100			dB	
$V_{O1}/V_{O2}$ Crosstalk attenuation	$f = 1\text{ kHz to }20\text{ kHz}$	25°C	120			120			dB	
$I_O$ Output current	$V_{CC} = 15\text{ V}$ , $V_{ID} = 1\text{ V}$ , $V_O = 0$	Source	25°C	–20 –30 –60			–20 –30 –60			mA
		Full range	–10			–10				
	$V_{CC} = 15\text{ V}$ , $V_{ID} = -1\text{ V}$ , $V_O = 15$	Sink	25°C	10 20			10 20			
		Full range	5			5				
$V_{ID} = -1\text{ V}$ , $V_O = 200\text{ mV}$		25°C	12 30			12 30			$\mu\text{A}$	
$I_{OS}$ Short-circuit output current	$V_{CC}$ at 5 V, GND at –5 V, $V_O = 0$	25°C	$\pm 40 \pm 60$			$\pm 40 \pm 60$			mA	
$I_{CC}$ Supply current (two amplifiers)	$V_O = 2.5\text{ V}$ , No load	Full range	0.7 1.2			0.7 1.2			mA	
	$V_{CC} = \text{MAX}$ , $V_O = 0.5\text{ V}$ , No load	Full range	1 2			1 2				

\*On products compliant to MIL-PRF-38535, this parameter is not production tested.

† All characteristics are measured under open-loop conditions, with zero common-mode input voltage, unless otherwise specified. MAX  $V_{CC}$  for testing purposes is 26 V for LM2904 and 30 V for others.

‡ Full range is –55°C to 125°C for LM158A, –25°C to 85°C for LM258A, and 0°C to 70°C for LM358A.

§ All typical values are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .



**LM158, LM158A, LM258, LM258A  
LM358, LM358A, LM2904, LM2904V  
DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS068P – JUNE 1976 – REVISED SEPTEMBER 2004

electrical characteristics at specified free-air temperature,  $V_{CC} = 5\text{ V}$  (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	$T_A$ ‡	LM358A			UNIT	
			MIN	TYP§	MAX		
$V_{IO}$ Input offset voltage	$V_{CC} = 5\text{ V to }30\text{ V}$ , $V_{IC} = V_{ICR(\text{min})}$ , $V_O = 1.4\text{ V}$	25°C	2	3		mV	
		Full range			5		
$\alpha_{V_{IO}}$ Average temperature coefficient of input offset voltage		Full range	7	20		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
$I_{IO}$ Input offset current	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C	2	30		nA	
		Full range			75		
$\alpha_{I_{IO}}$ Average temperature coefficient of input offset current		Full range	10	300		$\text{pA}/^\circ\text{C}$	
$I_{IB}$ Input bias current	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C	-15	-100		nA	
		Full range			-200		
$V_{ICR}$ Common-mode input voltage range	$V_{CC} = 30\text{ V}$	25°C	0 to $V_{CC} - 1.5$			V	
		Full range	0 to $V_{CC} - 2$				
$V_{OH}$ High-level output voltage	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_{CC} = 30\text{ V}$	25°C	$V_{CC} - 1.5$			V	
		Full range	$R_L = 2\text{ k}\Omega$	26			
			$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	27	28		
$V_{OL}$ Low-level output voltage	$R_L \leq 10\text{ k}\Omega$	Full range	5	20		mV	
$A_{VD}$ Large-signal differential voltage amplification	$V_{CC} = 15\text{ V}$ , $V_O = 1\text{ V to }11\text{ V}$ , $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	25°C	25	100		V/mV	
		Full range	15				
CMRR Common-mode rejection ratio		25°C	65	80		dB	
$k_{SVR}$ Supply-voltage rejection ratio ( $\Delta V_{DD}/\Delta V_{IO}$ )		25°C	65	100		dB	
$V_{O1}/V_{O2}$ Crosstalk attenuation	$f = 1\text{ kHz to }20\text{ kHz}$	25°C	120			dB	
$I_O$ Output current	$V_{CC} = 15\text{ V}$ , $V_{ID} = 1\text{ V}$ , $V_O = 0$	Source	25°C	-20	-30	-60	mA
			Full range	-10			
	$V_{CC} = 15\text{ V}$ , $V_{ID} = -1\text{ V}$ , $V_O = 15\text{ V}$	Sink	25°C	10	20		
			Full range	5			
	$V_{ID} = -1\text{ V}$ , $V_O = 200\text{ mV}$	25°C	30			$\mu\text{A}$	
$I_{OS}$ Short-circuit output current	$V_{CC}$ at 5 V, GND at -5 V, $V_O = 0$	25°C	$\pm 40$	$\pm 60$		mA	
$I_{CC}$ Supply current (two amplifiers)	$V_O = 2.5\text{ V}$ , No load	Full range	0.7	1.2		mA	
	$V_{CC} = \text{MAX}$ , $V_O = 0.5\text{ V}$ , No load	Full range	1	2			

† All characteristics are measured under open-loop conditions, with zero common-mode input voltage, unless otherwise specified. MAX  $V_{CC}$  for testing purposes is 26 V for LM2904 and 30 V for others.

‡ Full range is  $-55^\circ\text{C}$  to  $125^\circ\text{C}$  for LM158A,  $-25^\circ\text{C}$  to  $85^\circ\text{C}$  for LM258A, and  $0^\circ\text{C}$  to  $70^\circ\text{C}$  for LM358A.

§ All typical values are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .



operating conditions,  $V_{CC} = \pm 15\text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER		TEST CONDITIONS	TYP	UNIT
SR	Slew rate at unity gain	$R_L = 1\text{ M}\Omega$ , $C_L = 30\text{ pF}$ , $V_I = \pm 10\text{ V}$ (see Figure 1)	0.3	$\text{V}/\mu\text{s}$
$B_1$	Unity-gain bandwidth	$R_L = 1\text{ M}\Omega$ , $C_L = 20\text{ pF}$ (see Figure 1)	0.7	MHz
$V_n$	Equivalent input noise voltage	$R_S = 100\ \Omega$ , $V_I = 0\text{ V}$ , $f = 1\text{ kHz}$ (see Figure 2)	40	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

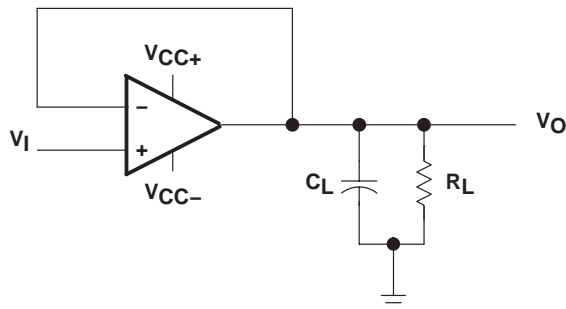


Figure 1. Unity-Gain Amplifier

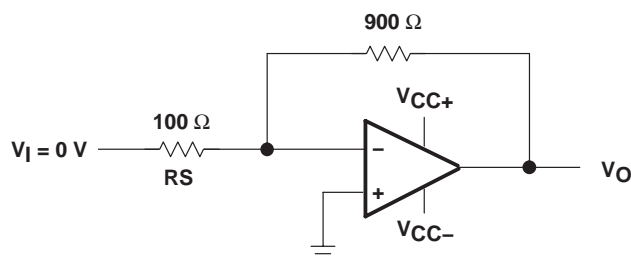


Figure 2. Noise-Test Circuit

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status <sup>(1)</sup>	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan <sup>(2)</sup>	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp <sup>(3)</sup>
5962-87710012A	ACTIVE	LCCC	FK	20	1	None	POST-PLATE	Level-NC-NC-NC
5962-8771001PA	ACTIVE	CDIP	JG	8	1	None	A42 SNPB	Level-NC-NC-NC
5962-87710022A	ACTIVE	LCCC	FK	20	1	None	POST-PLATE	Level-NC-NC-NC
5962-8771002PA	ACTIVE	CDIP	JG	8	1	None	A42 SNPB	Level-NC-NC-NC
LM158AFKB	ACTIVE	LCCC	FK	20	1	None	POST-PLATE	Level-NC-NC-NC
LM158AJG	ACTIVE	CDIP	JG	8	1	None	A42 SNPB	Level-NC-NC-NC
LM158AJGB	ACTIVE	CDIP	JG	8	1	None	A42 SNPB	Level-NC-NC-NC
LM158FKB	ACTIVE	LCCC	FK	20	1	None	POST-PLATE	Level-NC-NC-NC
LM158JG	ACTIVE	CDIP	JG	8	1	None	A42 SNPB	Level-NC-NC-NC
LM158JGB	ACTIVE	CDIP	JG	8	1	None	A42 SNPB	Level-NC-NC-NC
LM258AD	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM
LM258ADGKR	ACTIVE	MSOP	DGK	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1YEAR
LM258ADR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM
LM258AP	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
LM258D	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM
LM258DGKR	ACTIVE	MSOP	DGK	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1YEAR
LM258DR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM258P	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
LM2904AVQDR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-250C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM
LM2904AVQPWR	ACTIVE	TSSOP	PW	8	2000	None	CU NIPDAU	Level-1-250C-UNLIM
LM2904D	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM
LM2904DGKR	ACTIVE	MSOP	DGK	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1YEAR
LM2904DR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM2904P	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
LM2904PSR	ACTIVE	SO	PS	8	2000	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM
LM2904PW	ACTIVE	TSSOP	PW	8	150	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-1-250C-UNLIM
LM2904PWLE	OBSOLETE	TSSOP	PW	8		None	Call TI	Call TI
LM2904PWR	ACTIVE	TSSOP	PW	8	2000	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-1-250C-UNLIM
LM2904QD	OBSOLETE	SOIC	D	8		None	Call TI	Call TI
LM2904QDR	OBSOLETE	SOIC	D	8		Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-250C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM

Orderable Device	Status <sup>(1)</sup>	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan <sup>(2)</sup>	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp <sup>(3)</sup>
LM2904QP	OBSOLETE	PDIP	P	8		None	Call TI	Call TI
LM2904VQDR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-250C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM
LM2904VQPWR	ACTIVE	TSSOP	PW	8	2000	None	CU NIPDAU	Level-1-250C-UNLIM
LM358AD	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM
LM358ADGKR	ACTIVE	MSOP	DGK	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1YEAR
LM358ADR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM358AP	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
LM358APW	ACTIVE	TSSOP	PW	8	150	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-1-250C-UNLIM
LM358APWR	ACTIVE	TSSOP	PW	8	2000	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-1-250C-UNLIM
LM358D	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM358DGKR	ACTIVE	MSOP	DGK	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1YEAR
LM358DR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM358P	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
LM358PSLE	OBSOLETE	SO	PS	8		None	Call TI	Call TI
LM358PSR	ACTIVE	SO	PS	8	2000	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM
LM358PW	ACTIVE	TSSOP	PW	8	150	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-1-250C-UNLIM
LM358PWLE	OBSOLETE	TSSOP	PW	8		None	Call TI	Call TI
LM358PWR	ACTIVE	TSSOP	PW	8	2000	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-1-250C-UNLIM

<sup>(1)</sup> The marketing status values are defined as follows:

**ACTIVE:** Product device recommended for new designs.

**LIFEBUY:** TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.

**NRND:** Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.

**PREVIEW:** Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.

**OBSOLETE:** TI has discontinued the production of the device.

<sup>(2)</sup> Eco Plan - May not be currently available - please check <http://www.ti.com/productcontent> for the latest availability information and additional product content details.

**None:** Not yet available Lead (Pb-Free).

**Pb-Free (RoHS):** TI's terms "Lead-Free" or "Pb-Free" mean semiconductor products that are compatible with the current RoHS requirements for all 6 substances, including the requirement that lead not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, TI Pb-Free products are suitable for use in specified lead-free processes.

**Green (RoHS & no Sb/Br):** TI defines "Green" to mean "Pb-Free" and in addition, uses package materials that do not contain halogens, including bromine (Br) or antimony (Sb) above 0.1% of total product weight.

<sup>(3)</sup> MSL, Peak Temp. -- The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

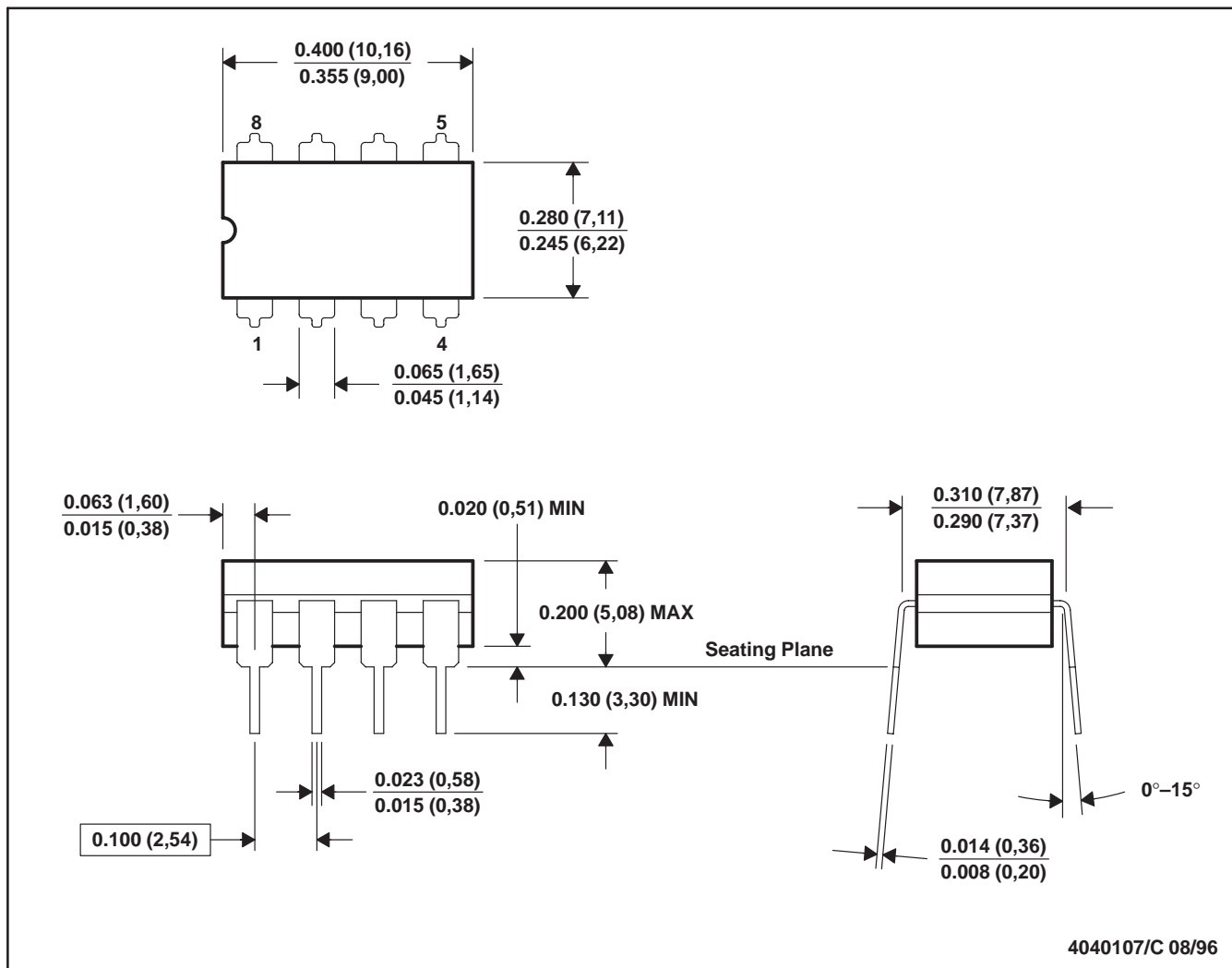
**Important Information and Disclaimer:** The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is

provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

JG (R-GDIP-T8)

CERAMIC DUAL-IN-LINE

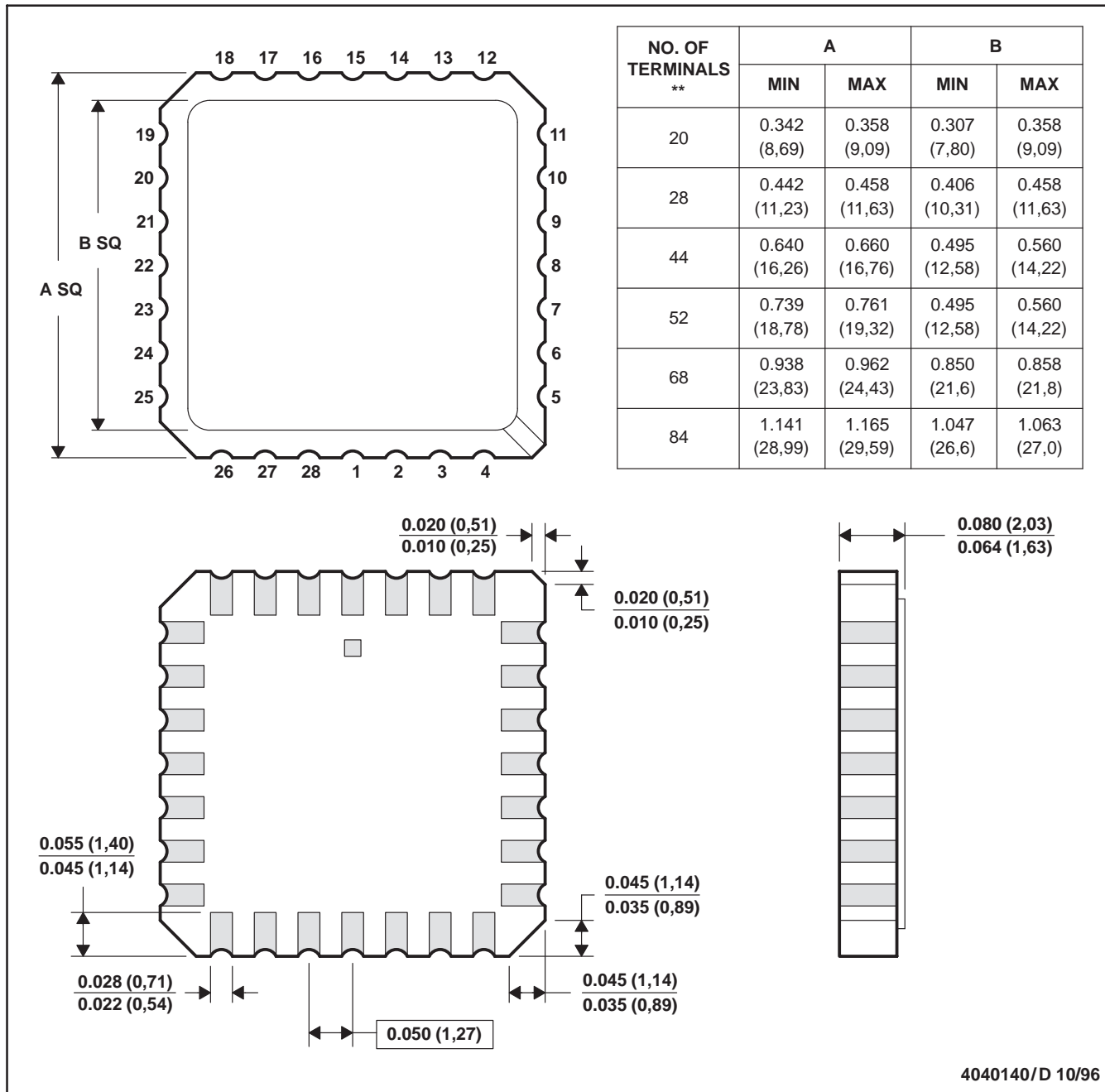


- NOTES: A. All linear dimensions are in inches (millimeters).  
 B. This drawing is subject to change without notice.  
 C. This package can be hermetically sealed with a ceramic lid using glass frit.  
 D. Index point is provided on cap for terminal identification.  
 E. Falls within MIL STD 1835 GDIP1-T8

FK (S-CQCC-N\*\*)

LEADLESS CERAMIC CHIP CARRIER

28 TERMINAL SHOWN



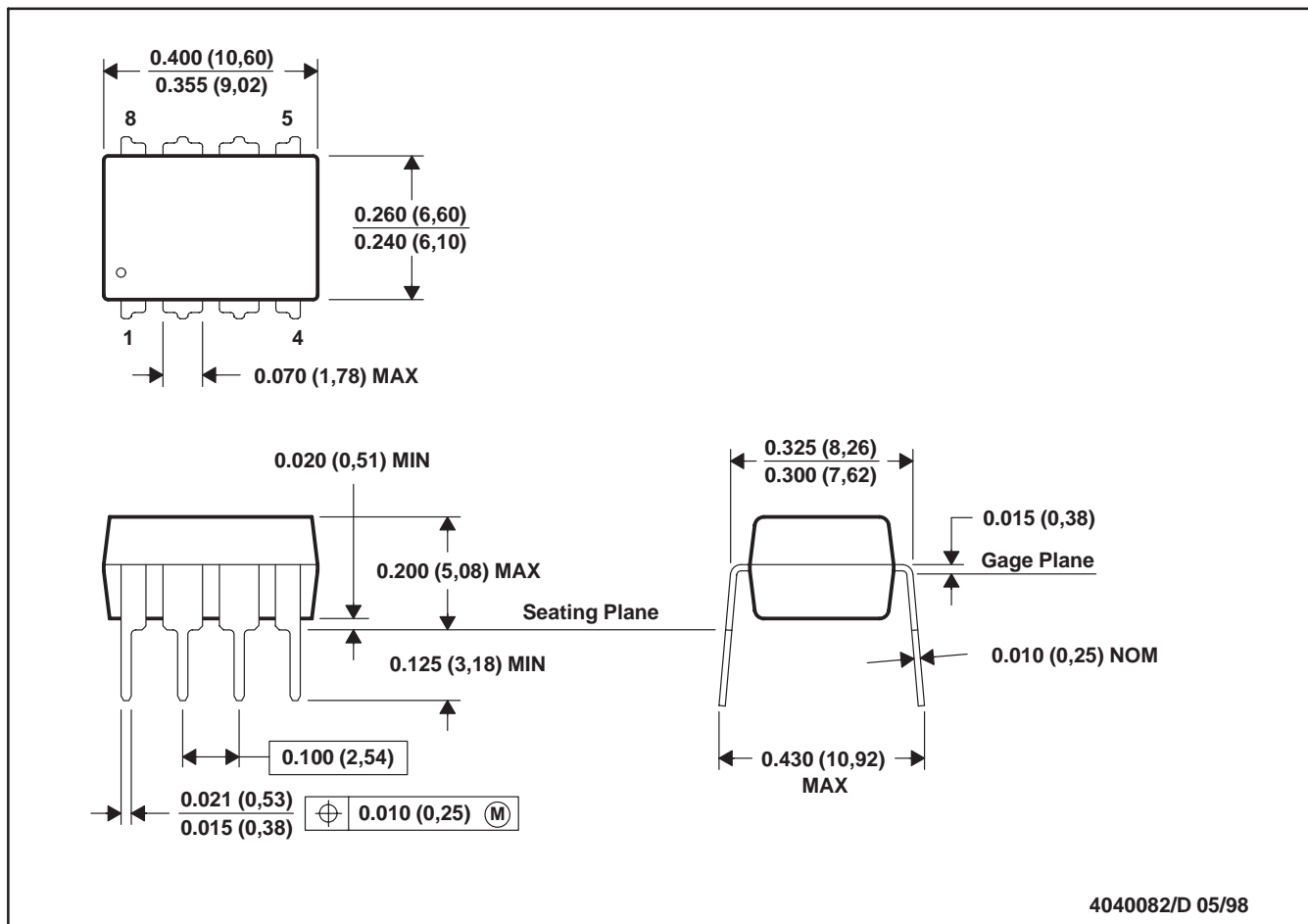
4040140/D 10/96

- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
  - B. This drawing is subject to change without notice.
  - C. This package can be hermetically sealed with a metal lid.
  - D. The terminals are gold plated.
  - E. Falls within JEDEC MS-004



P (R-PDIP-T8)

PLASTIC DUAL-IN-LINE



4040082/D 05/98

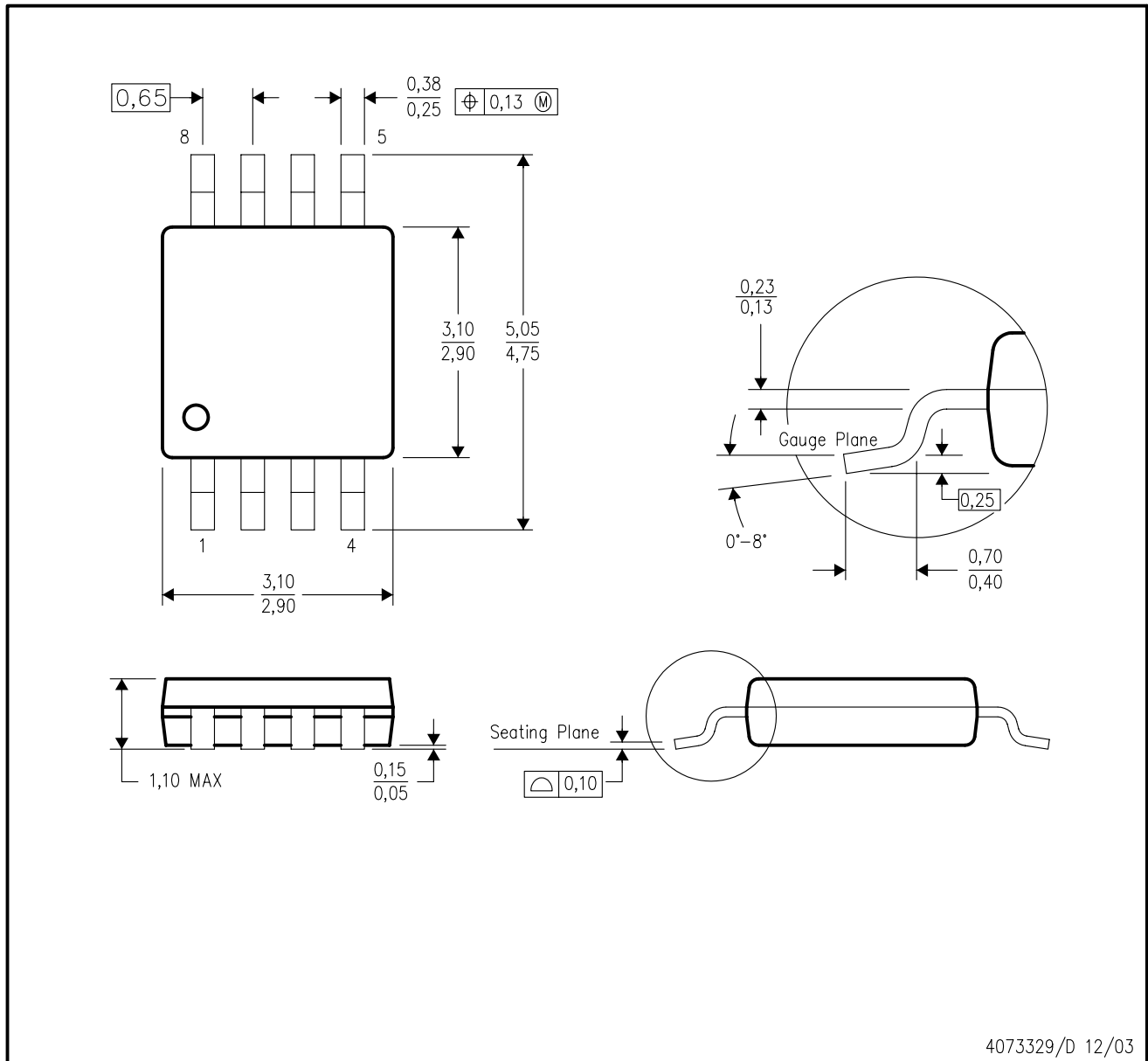
- NOTES: A. All linear dimensions are in inches (millimeters).  
 B. This drawing is subject to change without notice.  
 C. Falls within JEDEC MS-001

For the latest package information, go to [http://www.ti.com/sc/docs/package/pkg\\_info.htm](http://www.ti.com/sc/docs/package/pkg_info.htm)



DGK (S-PDSO-G8)

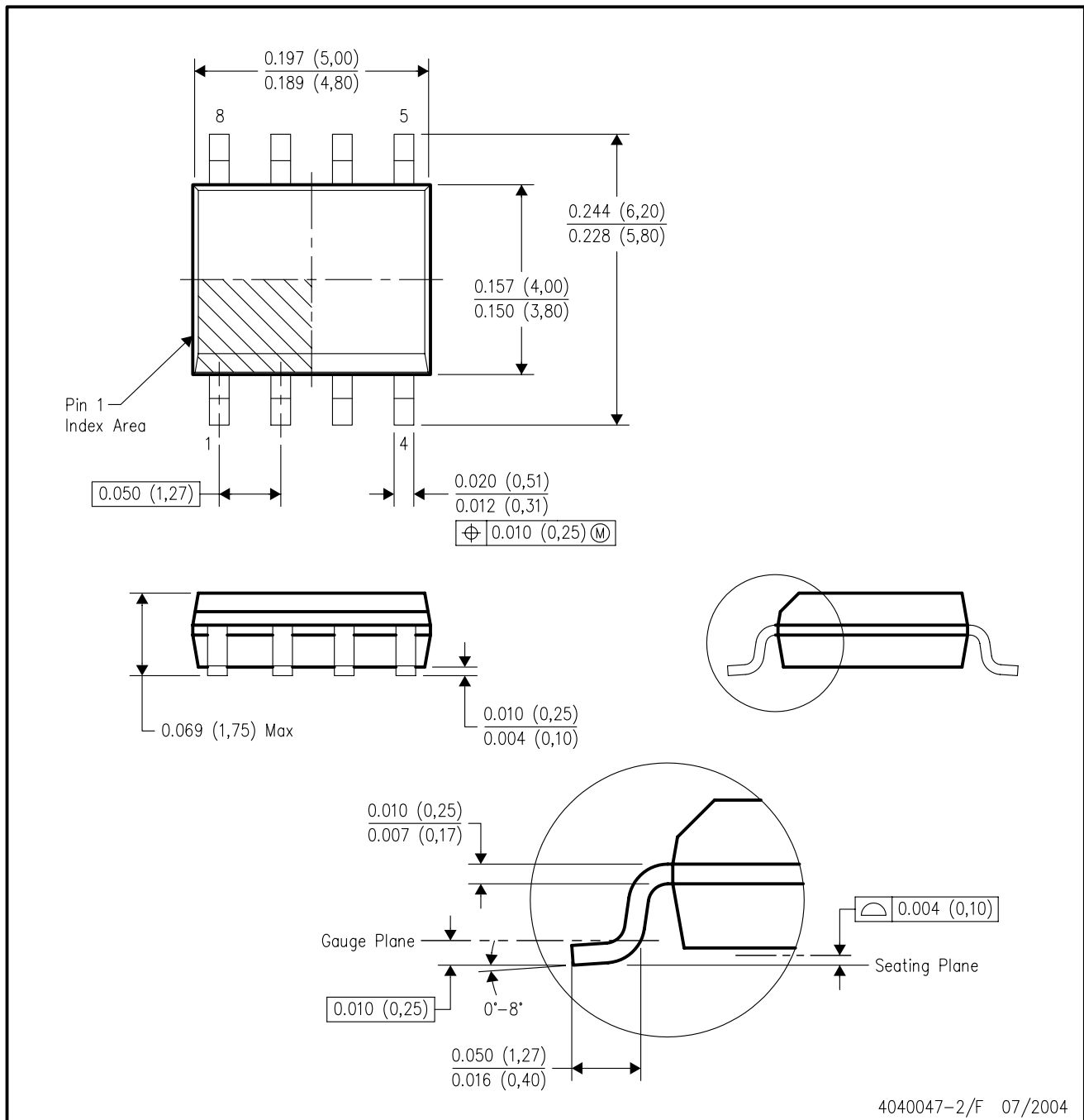
PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE



- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters.
  - B. This drawing is subject to change without notice.
  - C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion.
  - D. Falls within JEDEC MO-187 variation AA.

D (R-PDSO-G8)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE

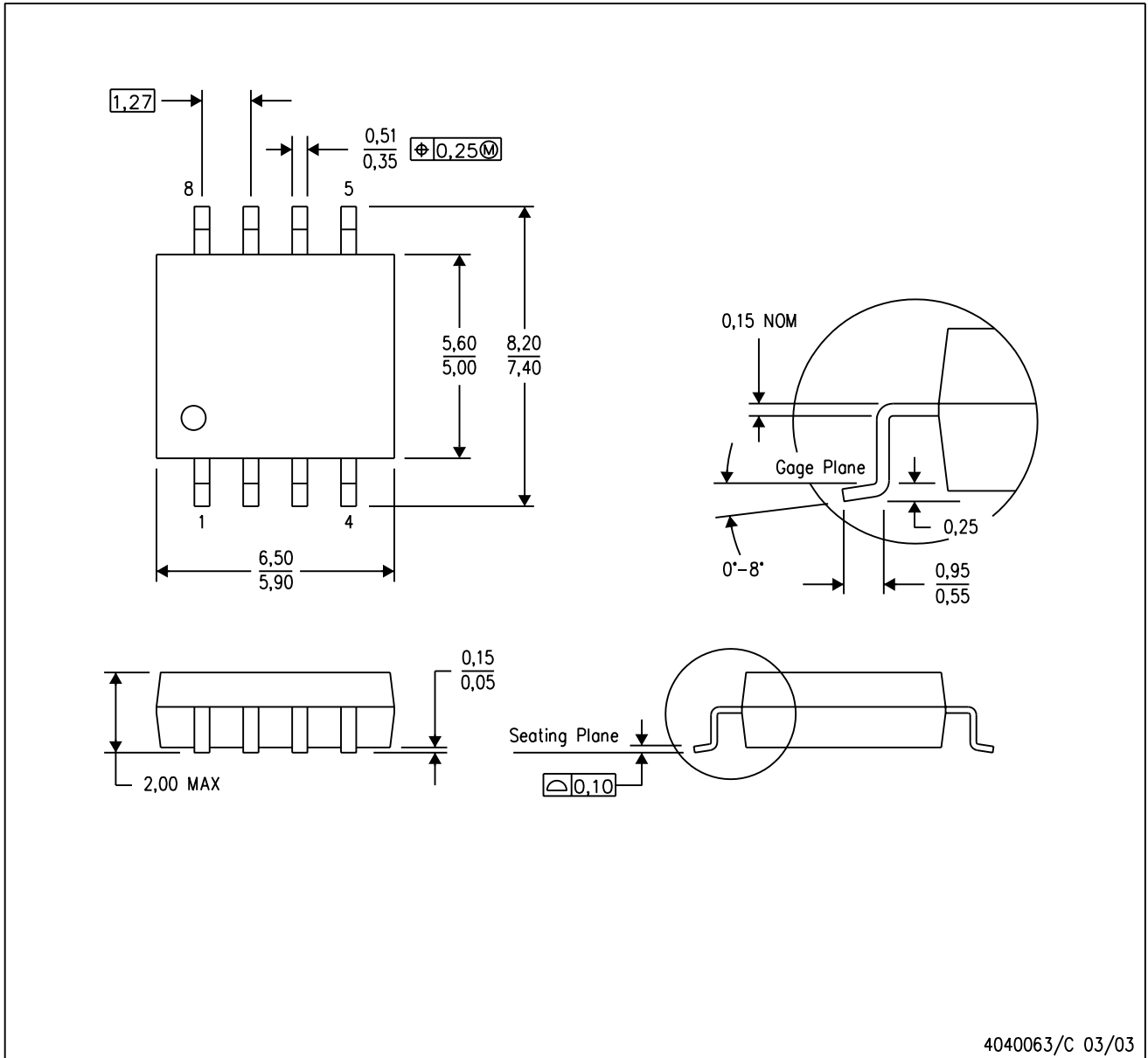


- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
  - B. This drawing is subject to change without notice.
  - C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion not to exceed 0.006 (0,15).
  - D. Falls within JEDEC MS-012 variation AA.

## MECHANICAL DATA

PS (R-PDSO-G8)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE

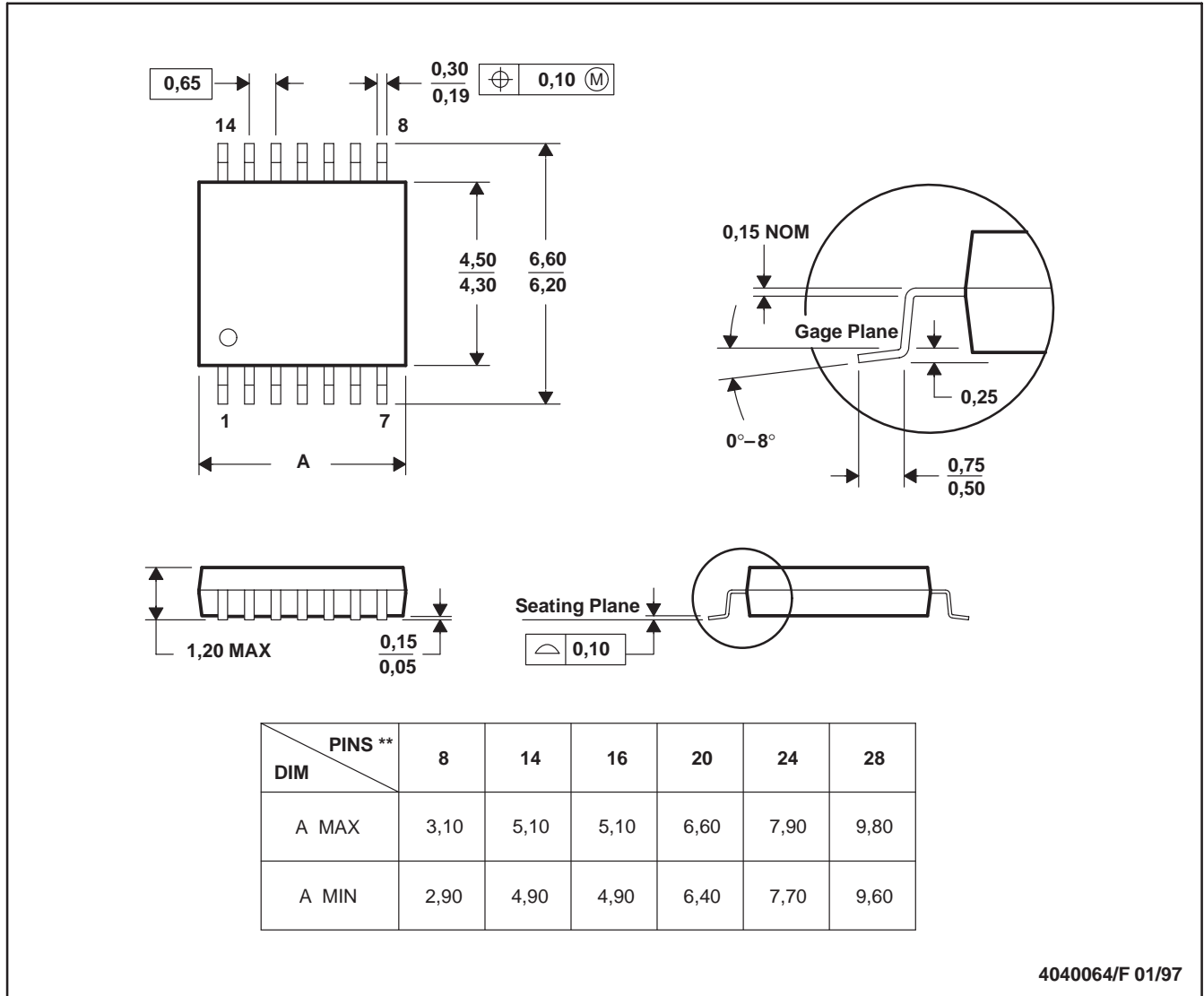


- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters.
  - B. This drawing is subject to change without notice.
  - C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion, not to exceed 0,15.

PW (R-PDSO-G\*\*)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE

14 PINS SHOWN



4040064/F 01/97

- NOTES: A. All linear dimensions are in millimeters.  
 B. This drawing is subject to change without notice.  
 C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion not to exceed 0,15.  
 D. Falls within JEDEC MO-153

## IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services at any time and to discontinue any product or service without notice. Customers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All products are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its hardware products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by government requirements, testing of all parameters of each product is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. Customers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with customer products and applications, customers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any TI patent right, copyright, mask work right, or other TI intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license from TI to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. Reproduction of this information with alteration is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for such altered documentation.

Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

Following are URLs where you can obtain information on other Texas Instruments products and application solutions:

<b>Products</b>		<b>Applications</b>	
Amplifiers	<a href="http://amplifier.ti.com">amplifier.ti.com</a>	Audio	<a href="http://www.ti.com/audio">www.ti.com/audio</a>
Data Converters	<a href="http://dataconverter.ti.com">dataconverter.ti.com</a>	Automotive	<a href="http://www.ti.com/automotive">www.ti.com/automotive</a>
DSP	<a href="http://dsp.ti.com">dsp.ti.com</a>	Broadband	<a href="http://www.ti.com/broadband">www.ti.com/broadband</a>
Interface	<a href="http://interface.ti.com">interface.ti.com</a>	Digital Control	<a href="http://www.ti.com/digitalcontrol">www.ti.com/digitalcontrol</a>
Logic	<a href="http://logic.ti.com">logic.ti.com</a>	Military	<a href="http://www.ti.com/military">www.ti.com/military</a>
Power Mgmt	<a href="http://power.ti.com">power.ti.com</a>	Optical Networking	<a href="http://www.ti.com/opticalnetwork">www.ti.com/opticalnetwork</a>
Microcontrollers	<a href="http://microcontroller.ti.com">microcontroller.ti.com</a>	Security	<a href="http://www.ti.com/security">www.ti.com/security</a>
		Telephony	<a href="http://www.ti.com/telephony">www.ti.com/telephony</a>
		Video & Imaging	<a href="http://www.ti.com/video">www.ti.com/video</a>
		Wireless	<a href="http://www.ti.com/wireless">www.ti.com/wireless</a>

Mailing Address: Texas Instruments  
Post Office Box 655303 Dallas, Texas 75265

Bobina

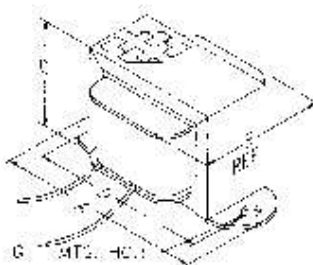
**D.C. Filter (153-159 Series)**

**Chokes**



**OPEN BRACKET  
D.C. FILTER CHOKES**

- Economical "open bracket" - channel mount.
- Tolerance of 15% on both inductance & resistance.
- Inductances measured at rated D.C. current.
- Minimum 5" long leads.
- Units will exhibit less inductance at slightly higher currents or more at lower currents.
- Perfect for high voltage power supply filtering.



Part No.	Inductance Henrys	D.C. Current (ma.)	Resistance (Ohms)	Max. Oper. Volta (D.C.)	Wt. Lbs.	Dim. Ref.
153E	7	25	770	300	.10	C1H
153H	2.2	50	305	300	.10	C1H
153L	0.9	75	125	300	.10	C1H
153M	0.6	100	86	300	.10	C1H
154E	20	20	1666	300	.25	C2H
154G	9	40	700	300	.25	C2H
154H	4	50	300	300	.25	C2H
154M	2	100	175	300	.25	C2H
155C	60	8	2750	400	.30	C4H
155G	7	40	340	400	.30	C4H
155H	5	50	270	400	.30	C4H
155J	15	30	1026	400	.30	C4H
156C	150	8	3700	400	.50	C6H
156G	9	40	300	400	.50	C6H
156L	5	75	135	400	.50	C6H
156M	3	100	86	400	.50	C6H
156R	1.5	200	56	400	.50	C6H
157G	30	40	595	400	1.0	C9H
157J	10	65	205	400	1.0	C9H
157L	14	75	429	400	1.0	C9H
157M	8	100	259	400	1.0	C9H
157Q	3.5	150	98	400	1.0	C9H
157R	2	200	57	400	1.0	C9H
158L	15	75	411	400	1.25	C10H
158M	10	100	262	400	1.25	C10H
158Q	5	150	105	400	1.25	C10H
158S	1.5	250	60	400	1.50	C10H
158T	1	300	40	400	1.50	C10H
159M	15	100	256	500	2.25	C14H
159P	10	125	155	500	2.25	C14H
159Q	7	150	100	500	2.25	C14H
159S	4	225	65	500	2.25	C14H
159T	2.5	300	43	500	2.25	C14H
159V	1.5	500	27	500	2.25	C14H
159Y	0.6	750	11	500	2.25	C14H
154B	3mH	1.5A	0.14	300	.25	C2H
155B	6mH	2A	0.3	400	.30	C4H
156B	1.5mH	5A	0.07	400	.50	C6H
157D	1mH	10A	0.038	400	1.0	C9H
159ZA	300mH	1A	6.0	500	2.50	C14H
159ZC	60mH	2A	0.7	500	2.50	C14H
159ZE	28mH	3A	0.43	500	2.75	C14H
159ZG	15mH	4A	0.25	500	2.75	C14H
159ZJ	10mH	5A	0.16	500	2.75	C14H
159ZL	2.5mH	10A	0.044	500	2.75	C14H

**Dimension Table**

Mtg. Style	Dimensions (Inches)				Mtg. Hole
	A	B	C	D	
C1H	1.63	0.88	0.81	1.38	0.125
C2H	2.06	1.25	1.19	1.75	0.187
C4H	2.38	1.38	1.38	2.00	0.187
C6H	2.81	1.50	1.69	2.38	0.187
C9H	3.25	1.75	2.00	2.81	0.187
C10H	3.25	2.00	2.00	2.81	0.187
C14H	4.03	2.25	2.63	3.56	0.187



**CANADA**  
Guelph, Ontario (519) 822-2960  
St. Laurent, Quebec (514) 343-9010  
**USA**  
Cheektowaga, NY (716) 630-7030

[www.hammondmfg.com](http://www.hammondmfg.com)



**EUROPE**  
Basingstoke, UK 01256 812812

**AUSTRALIA**  
Queenstown, Australia 61-8-8240-2244

Condensador 1500 UF

## BestCap® Ultra-low ESR High Power Pulse Supercapacitors



### 2.13 PRODUCT SAFETY MATERIALS HANDLING

#### Precautions

- Do not disassemble the capacitor.
- Do not incinerate the capacitor and do not use incineration for disposal.
- The capacitor contains polymeric electrolyte and carbon electrodes. However, since the polymer is composed of acid based chemical ingredients, if punctured or dismantled and the skin is contacted with the capacitor internal components, it is recommended to wash the skin with excess of running water.
- If any internal material contacts the eyes, rinse thoroughly with running water.
- Be aware not to apply over-voltage. Combination of charging at voltage greater than the nominal, plus high temperature, plus prolonged time may result in capacitor bulging or rupturing.

### 2.14 BESTCAP® MATERIALS AND WEIGHT

Materials	Constituent	RoHS Compliant?	BZ01	BZ02	BZ05	BZ09
			Weight %	Weight %	Weight %	Weight %
Case	Stainless Steel	YES	56.7%	44.5%	64.8%	64.8%
Leads (A, H, and L lead only)	Stainless Steel	YES	4.2%	0.7%		
Electrode	Stainless Steel	YES	13.6%	8.0%	13.6%	13.6%
Electrode insulation	Laminating Adhesive	YES	2.3%	1.0%	2.4%	2.4%
	Metallized Current Collector	YES	5.2%	8.0%	1.6%	1.6%
Core	Current Collector	YES	2.5%	14.3%	1.0%	1.0%
	Active electrode	YES	1.0%	5.7%	0.4%	0.4%
	Core Sealant	YES	0.9%	5.2%	0.3%	0.3%
Encapsulant	Epoxy	YES	10.3%	11.4%	11.8%	11.8%
Bottom insulation	Laminating Adhesive	YES	2.3%	1.0%	2.4%	2.4%
Label	Label	YES	1.0%	0.2%	1.8%	1.8%
TOTAL			100%	100%	100%	100%

BestCap® is RoHS compliant

May be assembled with Pb-Free solder.



### BESTCAP® - TYPICAL WEIGHT DATA

Rated Voltage (V)	Capacitance (mF)	Part Number	Weight (g)
3.6V	50	BZ013B503Z_B	2.9
	70	BZ013A703Z_B	4.2
	100	BZ113B104Z_B	2.9
	140	BZ013A144Z_B	5.3
	290	BZ023A294Z_B	12.2
	560	BZ023A564Z_B	15.9
4.5V	15	BZ094B153Z_B	1.5
	22	BZ054B223Z_BBQ	1.8
	33	BZ014B333Z_B	3.2
	47	BZ154B473Z_BBQ	1.8
5.5V	15	BZ055B153Z_B	1.9
	30	BZ015B303Z_B	3.4
	33	BZ055A333Z_B	2.3
	33	BZ055B333Z_B	2.1
	50	BZ015A503Z_B	4.6
	60	BZ015B603Z_B	5.5
	68	BZ055A683Z_B	3.4
	100	BZ015A104Z_B	6.1
	200	BZ025A204Z_B	13.3
	400	BZ025A404Z_B	18.4
1000	BZ125A105Z_B	18.4	
9.0V	22	BZ019B223Z_B	4.4
	33	BZ019A333Z_B	5.0
	120	BZ029A124Z_B	15.6
12.0V	10	BZ05CA103Z_B	3.5
	15	BZ01CB153Z_B	5.0
	22	BZ01CA223Z_B	6.2
	90	BZ02CA903Z_B	19.3
15.0V	6.8	BZ05FB682Z_B	2.8
16.0V	124	BZ12GA124Z_B	25



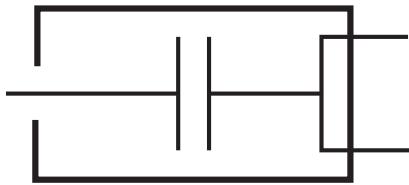


# BestCap® Ultra-low ESR High Power Pulse Supercapacitors



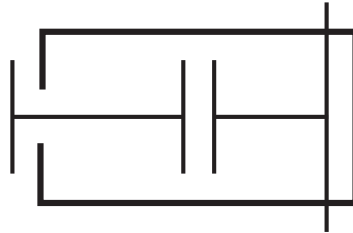
## SECTION 3: ELECTRICAL CHARACTERISTICS – SCHEMATIC

### 3.1 Terminal Connections: 3.1.1: S-Lead



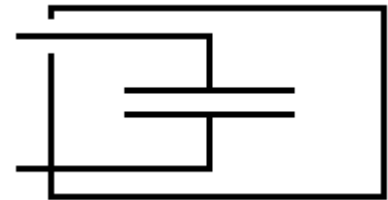
Common terminals connected to case

### 3.1.2: A-, H- & L-Lead



Common terminals connected to case

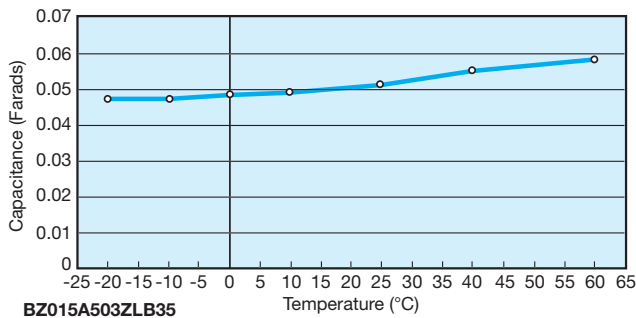
### 3.1.3: C- & N-Lead



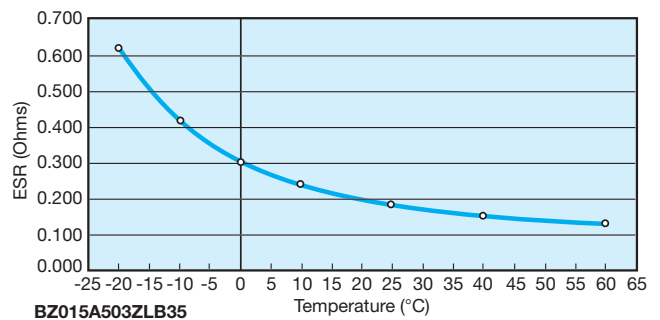
Devices are non polar but it is usual to maintain case at ground potential

## SECTION 3.2: TYPICAL CHARACTERISTICS

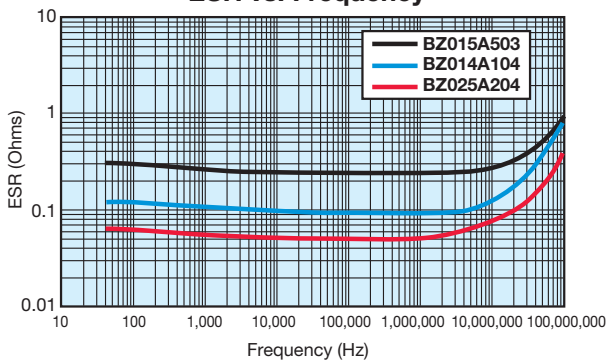
Capacitance vs. Temperature



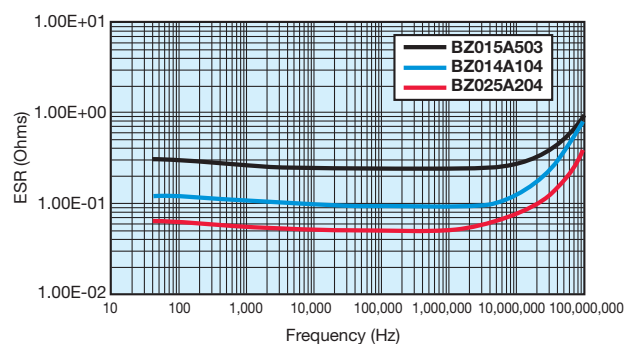
ESR vs. Temperature



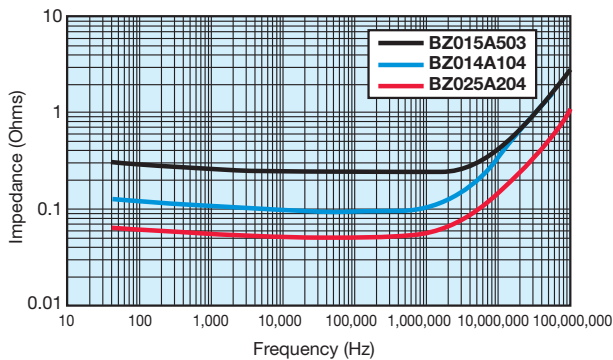
ESR vs. Frequency



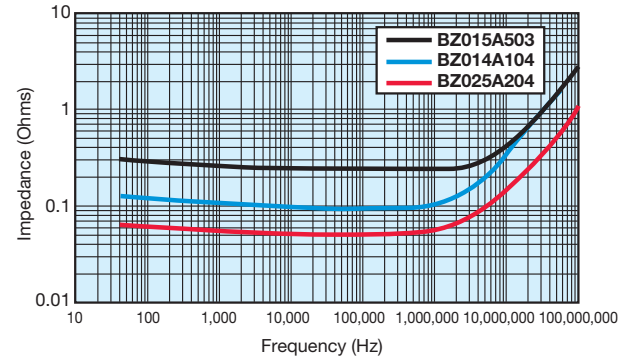
ESR Comparison



Impedance vs. Frequency



Impedance Comparison



# BestCap® Ultra-low ESR High Power Pulse Supercapacitors



## SECTION 3.3: MOUNTING PROCEDURE ON A PCB FOR BESTCAP®

BestCap® products can be mounted on PCBs by either selectively heating only the capacitor terminals by using a pulsed reflow soldering station or by using hand soldering. IR Reflow or wave soldering may not be used. The main body of the device should be less than 60°C at all times.

### PULSED REFLOW SOLDERING

Application data for the 'Unitek' pulsed-reflow soldering station.

#### Equipment:

Controller	Uniflow 'Pulsed Thermode Control'
Head	Thin-line Reflow Solder Head
Solder paste type	No Clean Flux
Solder composition	63% Sn, 37% Pb
Percent solids	88%
Solder thickness	6 mils
Solder-weld tip size	0.075"
Solder-weld tip force	6 lbs.

#### Temperature profile:

	Temperature	Time
Pre-heat	130°C	0 sec.
Rise	440°C (±10)	2 sec.
Reflow	440°C (±10)	2 sec.
Cool	165°C	

### HAND SOLDERING STATION

Equipment:	Temperature controlled, 50W general purpose iron
Solder type:	63Sn/37Pb, rosin core wire
Temperature:	400°C (+20°C - 100°C)
Time:	2 to 5 seconds maximum, smaller time (2 sec.) at 420°C and 5 sec. at 300°C, overall it being a time-temperature relationship. Shorter time, higher temperature is preferred.
Solder Type:	Lead Free, 95Sn/5Ag
Temperature:	430°C (+20°C - 100°C)
Time:	2 to 5 seconds maximum, smaller time (2 sec.) at 450°C and 5 sec. at 330°C, overall a time-temperature relationship. Shorter time, higher temperature is preferred.

In both cases, the main body of the BestCap® part should be less than 60°C at all times.

Diodo

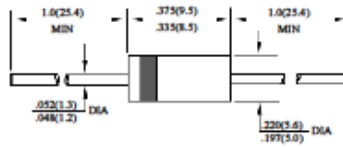


LESHAN RADIO COMPANY, LTD.

1N5400- 1N5408

3A 普通二极管  
3A GENERAL DIODES

型号 TYPE	最大反向峰值电压 Maximum Peak Reverse Voltage	最大平均整流电流 Maximum Average Rectified Current @ Half-Wave Resistive Load 60Hz		最大正向浪涌电流 Maximum Forward Peak Surge Current @ 8.3ms Superimposed	最大反向漏电流 Maximum Reverse Current @ PRV @ T <sub>v</sub> =25°C	最大正向电压 Maximum Forward Voltage @ T <sub>v</sub> =25°C		封装尺寸 Package Dimensions
	PRV V <sub>RR</sub>	I <sub>o</sub> @ T <sub>v</sub> A <sub>RR</sub>	°C	I <sub>FSM</sub> (Surge) A <sub>RR</sub>	I <sub>R</sub> µA <sub>dc</sub>	I <sub>FM</sub> A <sub>RR</sub>	V <sub>FM</sub> V <sub>RR</sub>	
1N5400	50							DO-201AD
1N5401	100							
1N5402	200							
1N5404	400	3.0	105	200	5.0	3.0	1.1	
1N5406	600							
1N5407	800							
1N5408	1000							



DO-201AD

1N5400-1N5408

DO-201AD 封装 3A 普通二极管额定值与特性曲线

RATING & CHARACTERISTIC CURVES OF 3A GENERAL DIODES OF DO-201AD PACKAGE

FIG. 1 - TYPICAL FORWARD CURRENT DERATING CURVE

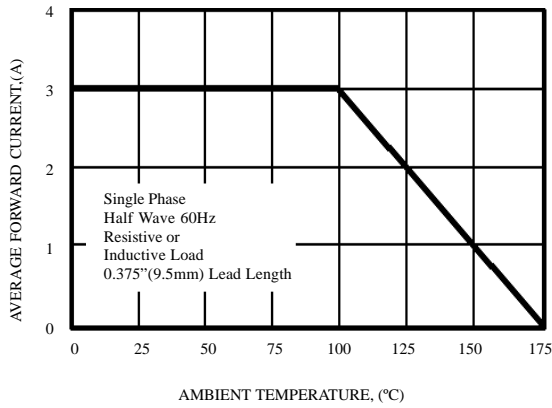


FIG. 3 - MAXIMUM NON-REPETITIVE FORWARD SURGE CURRENT

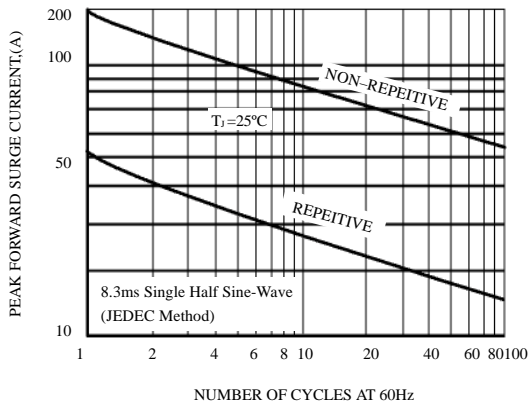


FIG. 5 - TYPICAL JUNCTION CAPACITANCE

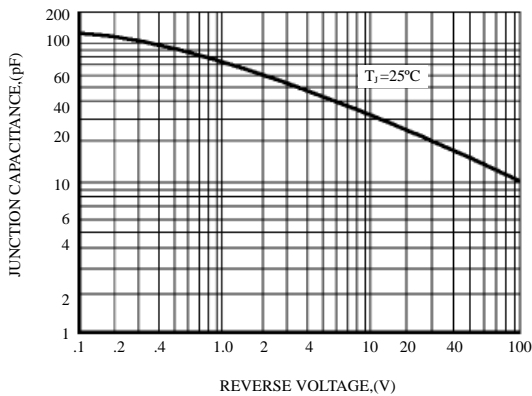


FIG. 2 - TYPICAL INSTANTANEOUS FORWARD CHARACTERISTICS

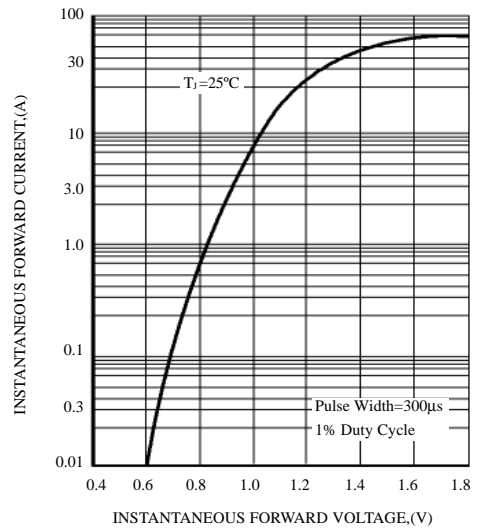
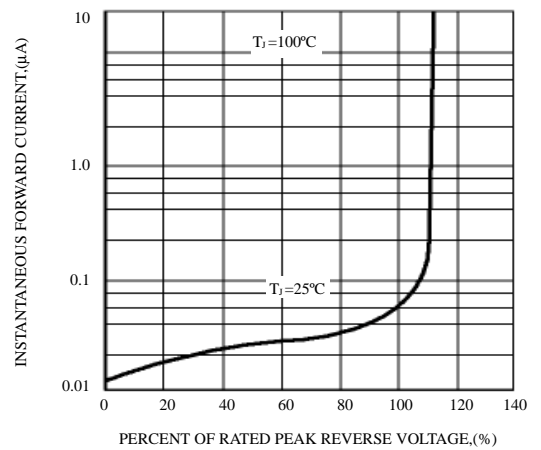


FIG. 4 - TYPICAL REVERSE CHARACTERISTICS



This datasheet has been download from:

[www.datasheetcatalog.com](http://www.datasheetcatalog.com)

Datasheets for electronics components.

IGBT

**IXYS**

High Voltage, High Gain  
BIMOSFET™ Monolithic  
Bipolar MOS Transistor

**IXBH42N170**  
**IXBT42N170**

$V_{CES} = 1700V$

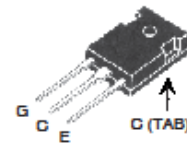
$I_{C90} = 42A$

$V_{CE(sat)} \leq 2.8V$

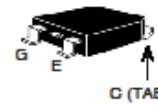


Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings	
$V_{CES}$	$T_C = 25^\circ C$ to $150^\circ C$	1700	V
$V_{CER}$	$T_J = 25^\circ C$ to $150^\circ C$ , $R_{\theta JC} = 1M\Omega$	1700	V
$V_{CES}$	Continuous	$\pm 20$	V
$V_{CES}$	Transient	$\pm 30$	V
$I_{CES}$	$T_C = 25^\circ C$	80	A
$I_{LRMS}$	Terminal Current Limit	75	A
$I_{CM}$	$T_C = 90^\circ C$	42	A
$I_{CM}$	$T_C = 25^\circ C$ , 1ms	300	A
SSOA	$V_{GE} = 15V$ , $T_{vj} = 125^\circ C$ , $R_{\theta} = 10\Omega$	$I_{CM} = 100$	A
(RBSOA)	Clamped inductive load	$V_{CES} \leq 1350$	V
$P_C$	$T_C = 25^\circ C$	360	W
$T_J$		-55 ... +150	$^\circ C$
$T_{JM}$		150	$^\circ C$
$T_{Jstg}$		-55 ... +150	$^\circ C$
$T_L$	1.6mm (0.062 in.) from case for 10s	300	$^\circ C$
$T_{SOIL}$	Plastic body for 10 seconds	260	$^\circ C$
$M_d$	Mounting torque (TO-247)	1.13/10	Nm/lb.in.
Weight	TO-247	6	g
	TO-268	4	g

TO-247 (IXBH)



TO-268 (IXBT)



G = Gate    C = Collector  
E = Emitter    TAB = Collector

**Features**

- High blocking voltage
- International standard packages
- Low conduction losses

**Advantages**

- Low gate drive requirement
- High power density

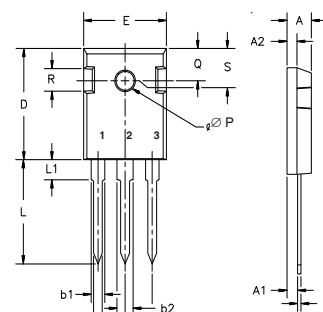
**Applications:**

- Switched-mode and resonant-mode power supplies
- Uninterruptible power supplies (UPS)
- Laser generator
- Capacitor discharge circuit
- AC switches

Symbol	Test Conditions ( $T_J = 25^\circ C$ unless otherwise specified)	Characteristic Values		
		Min.	Typ.	Max.
$BV_{CES}$	$I_C = 250\mu A$ , $V_{GE} = 0V$	1700		V
$V_{GE(sat)}$	$I_C = 250\mu A$ , $V_{CE} = V_{GE}$	2.5		5.5 V
$I_{CES}$	$V_{CE} = 0.8 \cdot V_{CES}$ $V_{GE} = 0V$ $T_J = 125^\circ C$			50 $\mu A$ 1.5 mA
$I_{CES}$	$V_{CE} = 0V$ , $V_{GE} = \pm 20V$			$\pm 100$ nA
$V_{CE(sat)}$	$I_C = 42A$ , $V_{GE} = 15V$ , Note 1 $T_J = 125^\circ C$		2.7	2.8 V V

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values		
		Min.	Typ.	Max.
$g_{fS}$	$I_C = 42A, V_{CE} = 10V$ , Note 1	24	32	S
$C_{ies}$	$V_{CE} = 25V, V_{GE} = 0V, f = 1MHz$		3990	pF
$C_{oes}$			225	pF
$C_{res}$			70	pF
$Q_g$	$I_C = 42A, V_{GE} = 15V, V_{CE} = 0.5 \cdot V_{CES}$		188	nC
$Q_{ge}$			29	nC
$Q_{gc}$			76	nC
$t_{d(on)}$	<b>Resistive Switching times, <math>T_J = 25^\circ C</math></b> $I_C = 42A, V_{GE} = 15V$ $V_{CE} = 850V, R_G = 10\Omega$		37	ns
$t_r$			139	ns
$t_{d(off)}$			340	ns
$t_f$			665	ns
$t_{d(on)}$	<b>Resistive Switching times, <math>T_J = 125^\circ C</math></b> $I_C = 42A, V_{GE} = 15V$ $V_{CE} = 850V, R_G = 10\Omega$		36	ns
$t_r$			188	ns
$t_{d(off)}$			330	ns
$t_f$			740	ns
$R_{thJC}$			0.35	$^\circ C/W$
$R_{thCS}$	(TO-247)	0.25		$^\circ C/W$

### TO-247 (IXBH) Outline



Terminals: 1 - Gate  
2 - Drain  
3 - Source  
Tab - Drain

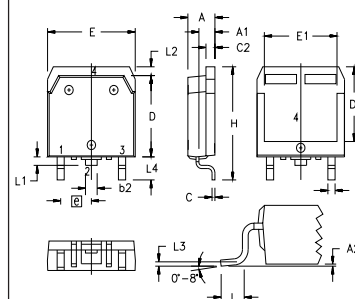
Dim.	Millimeter		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	4.7	5.3	.185	.209
A <sub>1</sub>	2.2	2.54	.087	.102
A <sub>2</sub>	2.2	2.6	.059	.098
b	1.0	1.4	.040	.055
b <sub>1</sub>	1.65	2.13	.065	.084
b <sub>2</sub>	2.87	3.12	.113	.123
C	.4	.8	.016	.031
D	20.80	21.46	.819	.845
E	15.75	16.26	.610	.640
e	5.20	5.72	0.205	0.225
L	19.81	20.32	.780	.800
L <sub>1</sub>		4.50		.177
∅P	3.55	3.65	.140	.144
Q	5.89	6.40	0.232	0.252
R	4.32	5.49	.170	.216
S	6.15	BSC	242	BSC

### Reverse Diode

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values		
		Min.	Typ.	Max.
$V_F$	$I_F = 42A, V_{GE} = 0V$			2.8 V
$t_{rr}$	$I_F = 21A, V_{GE} = 0V, -di_F/dt = 100A/\mu s$ $V_R = 100V$		1.32	$\mu s$
$I_{RM}$			36	A

Note 1: Pulse test,  $t \leq 300\mu s$ , duty cycle,  $d \leq 2\%$ .

### TO-268 (IXBT) Outline

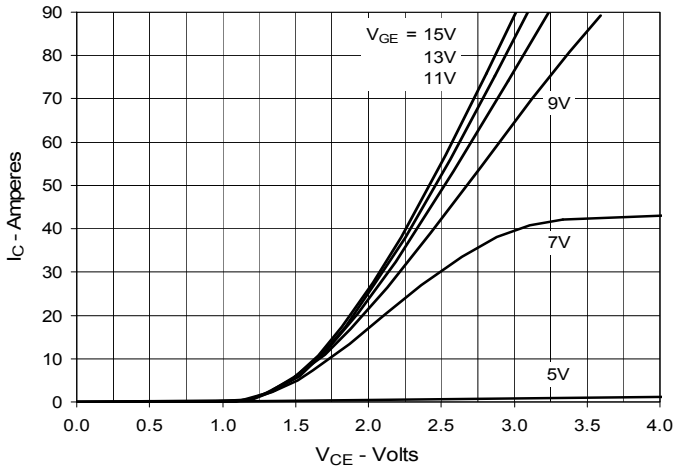


SYM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	.193	.201	4.90	5.10
A1	.106	.114	2.70	2.90
A2	.001	.010	0.02	0.25
b	.045	.057	1.15	1.45
b2	.075	.083	1.90	2.10
C	.016	.026	0.40	0.65
C2	.057	.063	1.45	1.60
D	.543	.551	13.80	14.00
D1	.488	.500	12.40	12.70
E	.624	.632	15.85	16.05
E1	.524	.535	13.30	13.60
e	.215 BSC		5.45 BSC	
H	.736	.752	18.70	19.10
L	.094	.106	2.40	2.70
L1	.047	.055	1.20	1.40
L2	.039	.045	1.00	1.15
L3	.010 BSC		0.25 BSC	
L4	.150	.161	3.80	4.10

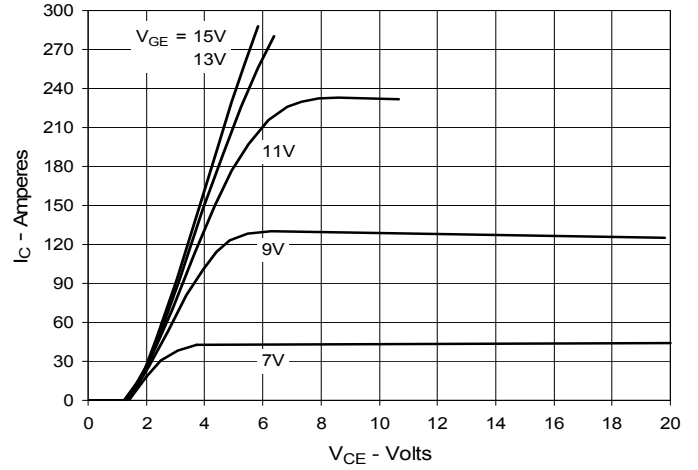
IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions.

IXYS MOSFETs and IGBTs are covered 4,835,592 4,931,844 5,049,961 5,237,481 6,162,665 6,404,065 B1 6,683,344 6,727,585 7,005,734 B2 7,157,338B2  
by one or more of the following U.S. patents: 4,850,072 5,017,508 5,063,307 5,381,025 6,259,123 B1 6,534,343 6,710,405 B2 6,759,692 7,063,975 B2  
4,881,106 5,034,796 5,187,117 5,486,715 6,306,728 B1 6,583,505 6,710,463 6,771,478 B2 7,071,537

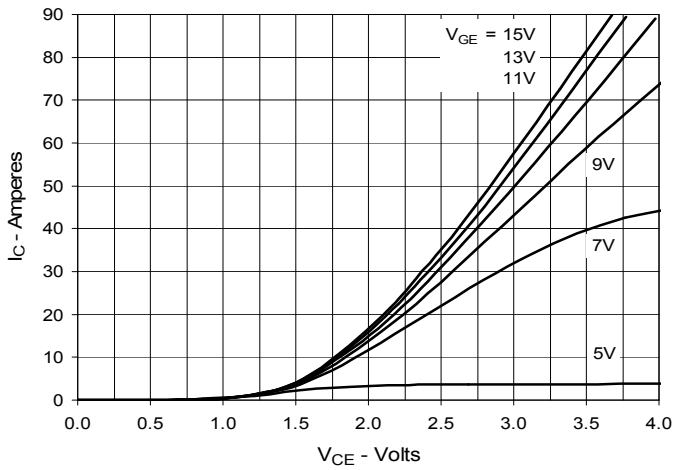
**Fig. 1. Output Characteristics @ 25°C**



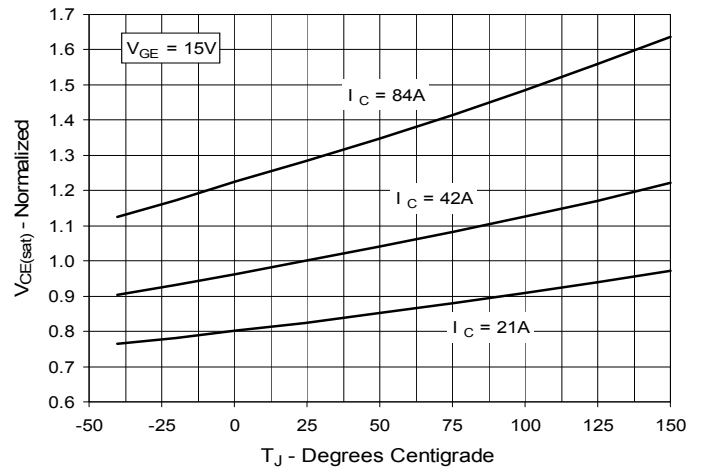
**Fig. 2. Extended Output Characteristics @ 25°C**



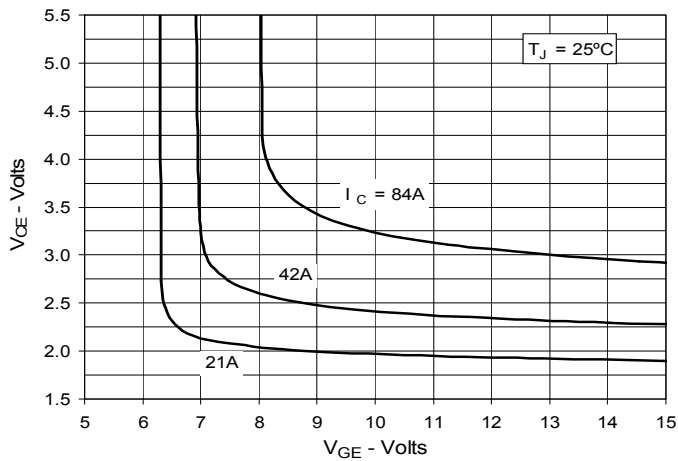
**Fig. 3. Output Characteristics @ 125°C**



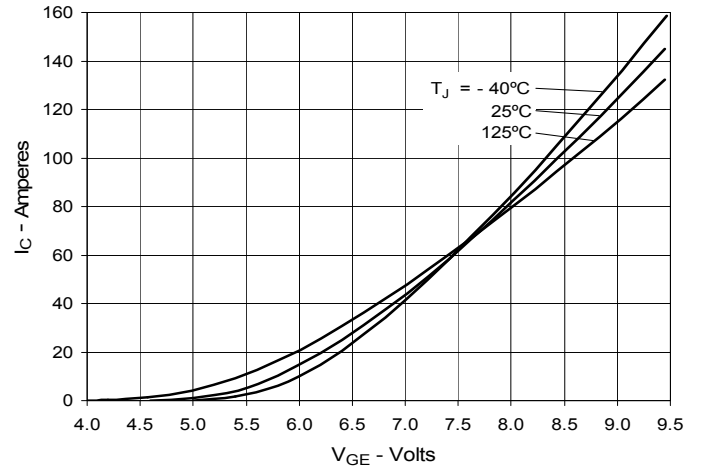
**Fig. 4. Dependence of VCE(sat) on Junction Temperature**



**Fig. 5. Collector-to-Emitter Voltage vs. Gate-to-Emitter Voltage**

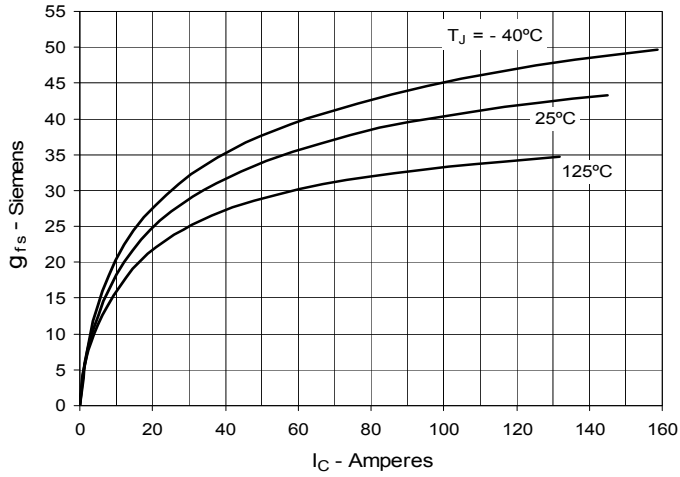


**Fig. 6. Input Admittance**

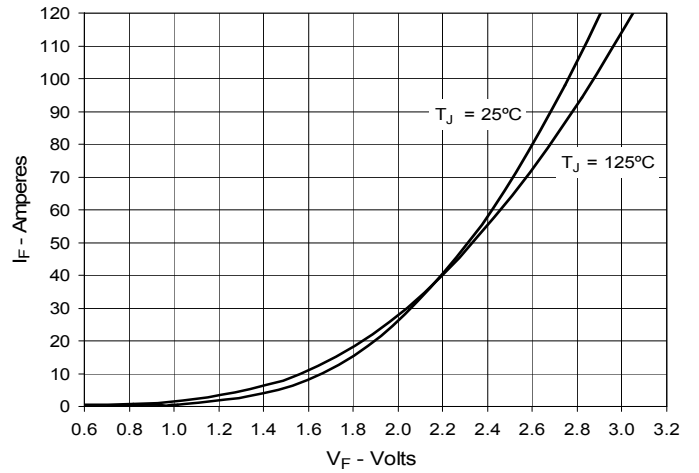




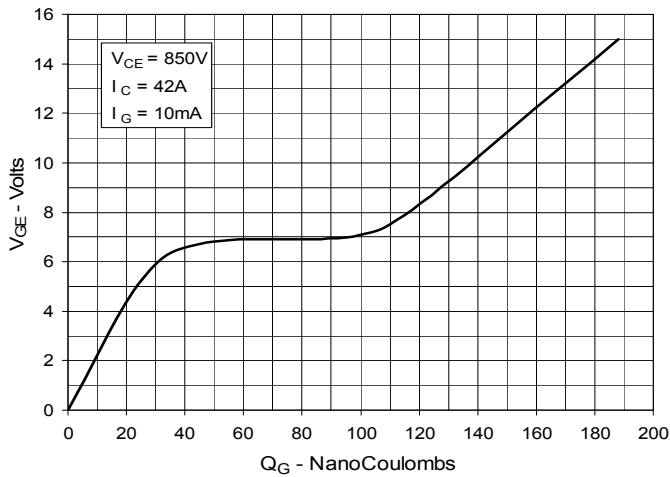
**Fig. 7. Transconductance**



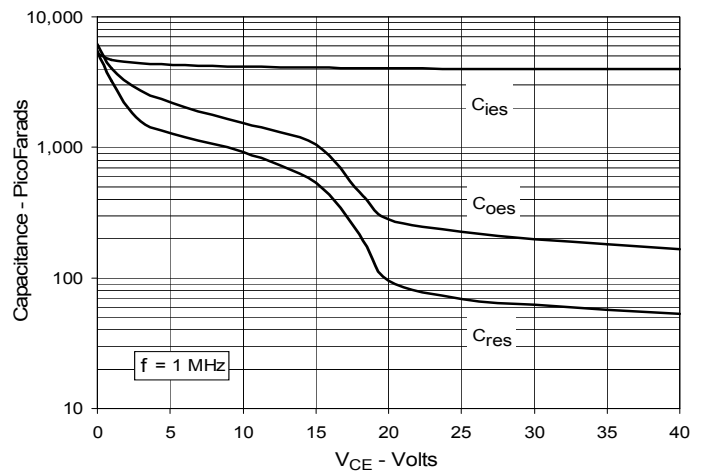
**Fig. 8. Forward Voltage Drop of Intrinsic Diode**



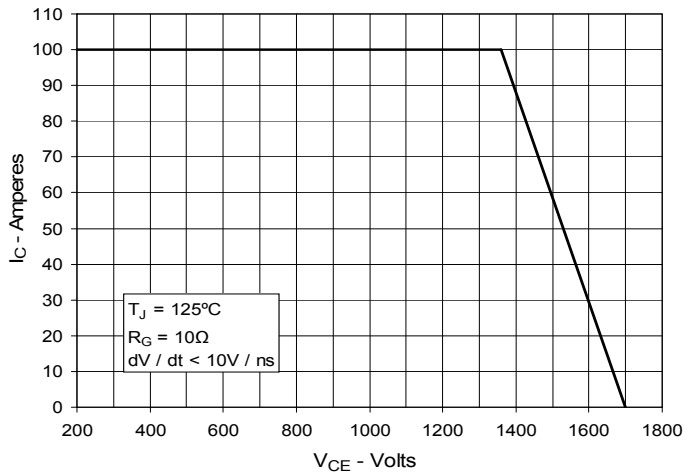
**Fig. 9. Gate Charge**



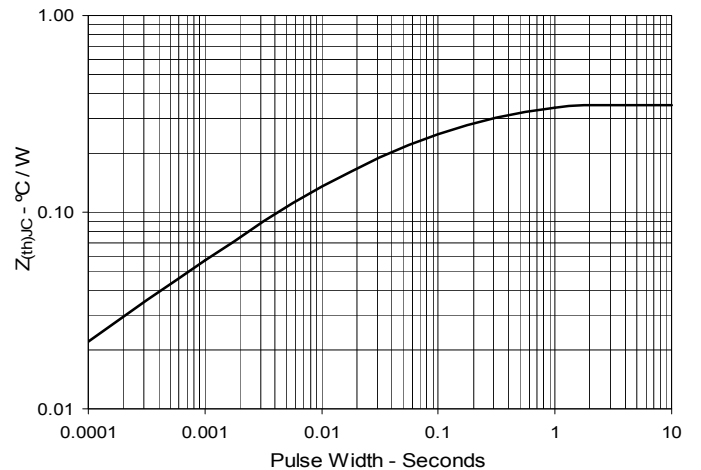
**Fig. 10. Capacitance**



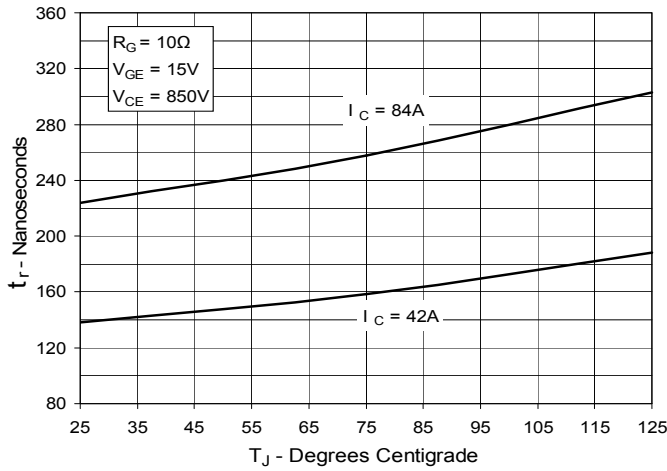
**Fig. 11. Reverse-Bias Safe Operating Area**



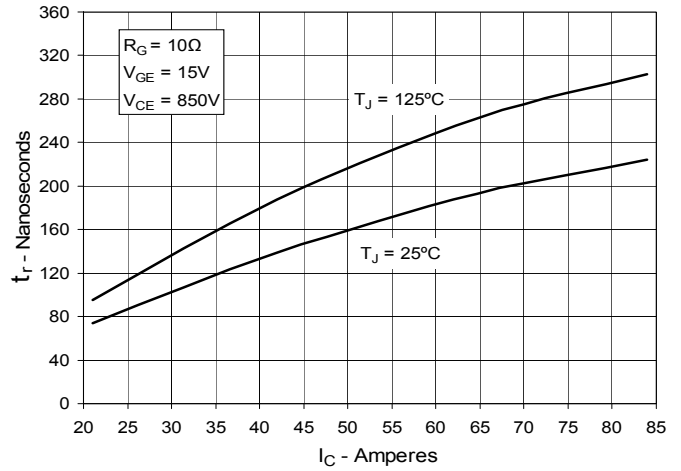
**Fig. 12. Maximum Transient Thermal Impedance**



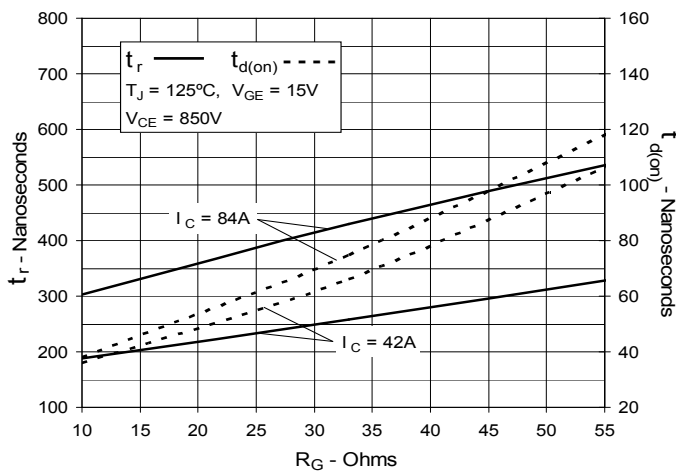
**Fig. 13. Resistive Turn-on  
Rise Time vs. Junction Temperature**



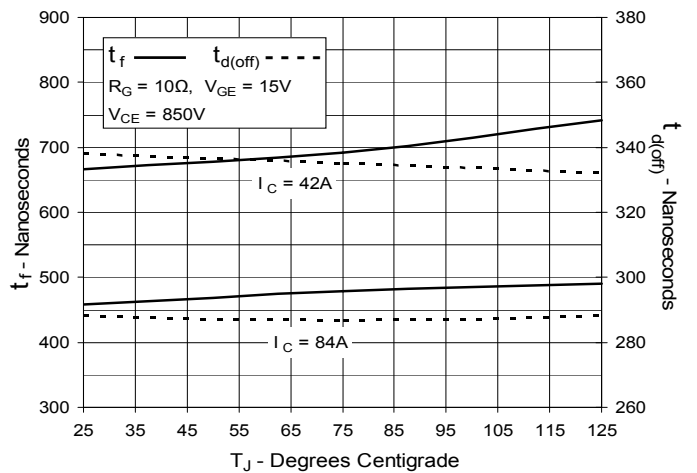
**Fig. 14. Resistive Turn-on  
Rise Time vs. Drain Current**



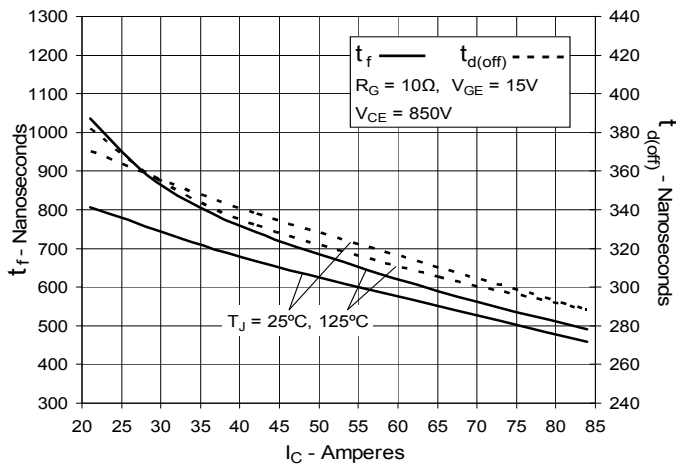
**Fig. 15. Resistive Turn-on  
Switching Times vs. Gate Resistance**



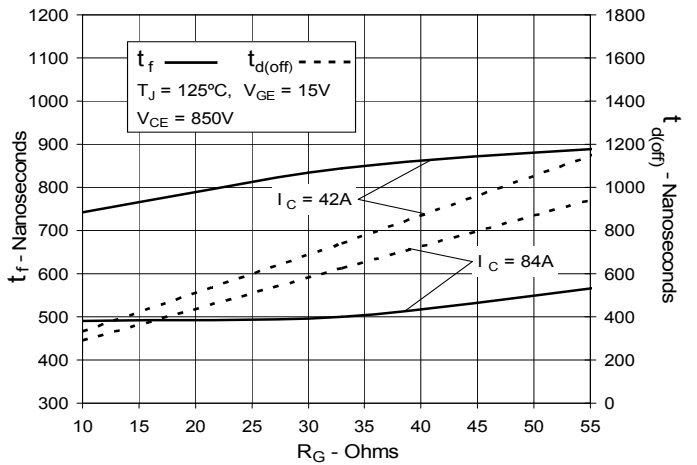
**Fig. 16. Resistive Turn-off  
Switching Times vs. Junction Temperature**



**Fig. 17. Resistive Turn-off  
Switching Times vs. Drain Current**



**Fig. 18. Resistive Turn-off  
Switching Times vs. Gate Resistance**



# Mouser Electronics

Authorized Distributor

Click to View Pricing, Inventory, Delivery & Lifecycle Information:

[IXYS:](#)

[IXBT42N170](#) [IXBH42N170](#)

MOSFET



**MOSFET**

**700V CoolMOS™ P7 Power Transistor**

CoolMOS™ is a revolutionary technology for high voltage power MOSFETs, designed according to the superjunction (SJ) principle and pioneered by Infineon Technologies. The latest CoolMOS™ P7 is an optimized platform tailored to target cost sensitive applications in consumer markets such as charger, adapter, lighting, TV, etc. The new series provides all the benefits of a fast switching Superjunction MOSFET, combined with an excellent price/performance ratio and state of the art ease-of-use level. The technology meets highest efficiency standards and supports high power density, enabling customers going towards very slim designs.

**Features**

- Extremely low losses due to very low FOM  $R_{DS(on)} \cdot Q_g$  and  $R_{DS(on)} \cdot E_{oss}$
- Excellent thermal behavior
- Integrated ESD protection diode
- Low switching losses ( $E_{oss}$ )
- Product validation acc. JEDEC Standard

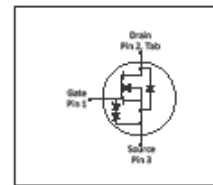
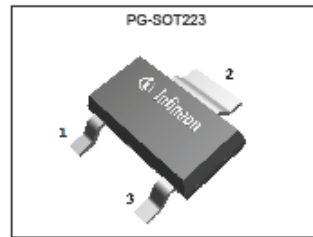
**Benefits**

- Cost competitive technology
- Lower temperature
- High ESD ruggedness
- Enables efficiency gains at higher switching frequencies
- Enables high power density designs and small form factors

**Potential applications**

Recommended for Flyback topologies for example used in Chargers, Adapters, Lighting Applications, etc.

*Please note: For MOSFET paralleling the use of ferrite beads on the gate or separate totem poles is generally recommended.*



**Table 1 Key Performance Parameters**

Parameter	Value	Unit
$V_{DS} @ T_{j=25^\circ C}$	700	V
$R_{DS(on),max}$	0.45	$\Omega$
$Q_{g,typ}$	13.1	nC
$I_{D,pulse}$	26	A
$E_{oss} @ 400V$	1.4	$\mu J$
$V_{GS(th),typ}$	3	V
ESD class (HBM)	2	

Type / Ordering Code	Package	Marking	Related Links
IPN70R450P7S	PG-SOT223	70S450	see Appendix A

## Table of Contents

Description .....	1
Maximum ratings .....	3
Thermal characteristics .....	3
Electrical characteristics .....	4
Electrical characteristics diagrams .....	6
Test Circuits .....	10
Package Outlines .....	11
Appendix A .....	12
Revision History .....	13
Trademarks .....	13
Disclaimer .....	13

## 1 Maximum ratings

at  $T_j = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified

**Table 2 Maximum ratings**

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Continuous drain current <sup>1)</sup>	$I_D$	-	-	10.0 6.5	A	$T_C = 20^\circ\text{C}$ $T_C = 100^\circ\text{C}$
Pulsed drain current <sup>2)</sup>	$I_{D,pulse}$	-	-	25.9	A	$T_C=25^\circ\text{C}$
Application (Flyback) relevant avalanche current, single pulse <sup>3)</sup>	$I_{AS}$	-	-	3.5	A	measured with standard leakage inductance of transformer of $7\mu\text{H}$
MOSFET dv/dt ruggedness	dv/dt	-	-	100	V/ns	$V_{DS} = 0 \dots 400\text{V}$
Gate source voltage	$V_{GS}$	-16 -30	-	16 30	V	static; AC ( $f > 1\text{ Hz}$ )
Power dissipation	$P_{tot}$	-	-	7.1	W	$T_C=25^\circ\text{C}$
Operating and storage temperature	$T_j, T_{stg}$	-40	-	150	$^\circ\text{C}$	-
Continuous diode forward current	$I_S$	-	-	2.6	A	$T_C=25^\circ\text{C}$
Diode pulse current <sup>2)</sup>	$I_{S,pulse}$	-	-	25.9	A	$T_C = 25^\circ\text{C}$
Reverse diode dv/dt <sup>4)</sup>	dv/dt	-	-	1	V/ns	$V_{DS} = 0 \dots 400\text{V}$ , $I_{SD} \leq I_S$ , $T_j=25^\circ\text{C}$
Maximum diode commutation speed <sup>4)</sup>	di/dt	-	-	50	A/ $\mu\text{s}$	$V_{DS} = 0 \dots 400\text{V}$ , $I_{SD} \leq I_S$ , $T_j=25^\circ\text{C}$
Insulation withstand voltage	$V_{ISO}$	-	-	n.a.	V	$V_{rms}$ , $T_C=25^\circ\text{C}$ , $t=1\text{ min}$

## 2 Thermal characteristics

**Table 3 Thermal characteristics**

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Thermal resistance, junction - solder point	$R_{thJS}$	-	-	17.7	$^\circ\text{C/W}$	-
Thermal resistance, junction - ambient for minimal footprint	$R_{thJA}$	-	-	160	$^\circ\text{C/W}$	minimal footprint
Thermal resistance, junction - ambient soldered on copper area	$R_{thJA}$	-	-	75	$^\circ\text{C/W}$	Device on $40\text{mm} \times 40\text{mm} \times 1.5$ epoxy PCB FR4 with $6\text{cm}^2$ (one layer $70\mu\text{m}$ thick) copper area for drain connection and cooling. PCB is vertical without blown air.
Soldering temperature, wavesoldering only allowed at leads	$T_{sold}$	-	-	260	$^\circ\text{C}$	reflow MSL1

<sup>1)</sup> DPAK / IPAK equivalent. Limited by  $T_{j,max}$ .  $T_j = 20^\circ\text{C}$ . Maximum duty cycle  $D=0.5$

<sup>2)</sup> Pulse width  $t_p$  limited by  $T_{j,max}$

<sup>3)</sup> Proven during verification test. For explanation please read AN - CoolMOS™ 700V P7.

<sup>4)</sup>  $V_{DClink}=400\text{V}$ ;  $V_{DS,peak} < V_{(BR)DSS}$ ; identical low side and high side switch with identical  $R_G$

### 3 Electrical characteristics

**Table 4 Static characteristics**

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Drain-source breakdown voltage	$V_{(BR)DSS}$	700	-	-	V	$V_{GS}=0V, I_D=1mA$
Gate threshold voltage	$V_{(GS)th}$	2.50	3	3.50	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=0.12mA$
Zero gate voltage drain current	$I_{DSS}$	-	-	1	$\mu A$	$V_{DS}=700V, V_{GS}=0V, T_j=25^\circ C$ $V_{DS}=700V, V_{GS}=0V, T_j=150^\circ C$
Gate-source leakage current incl. Zener diode	$I_{GSS}$	-	-	1	$\mu A$	$V_{GS}=20V, V_{DS}=0V$
Drain-source on-state resistance	$R_{DS(on)}$	-	0.37	0.45	$\Omega$	$V_{GS}=10V, I_D=2.3A, T_j=25^\circ C$ $V_{GS}=10V, I_D=2.3A, T_j=150^\circ C$
Gate resistance	$R_G$	-	10	-	$\Omega$	$f=1 MHz, open drain$

**Table 5 Dynamic characteristics**

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Input capacitance	$C_{iss}$	-	424	-	pF	$V_{GS}=0V, V_{DS}=400V, f=250kHz$
Output capacitance	$C_{oss}$	-	8	-	pF	$V_{GS}=0V, V_{DS}=400V, f=250kHz$
Effective output capacitance, energy related <sup>1)</sup>	$C_{o(er)}$	-	21	-	pF	$V_{GS}=0V, V_{DS}=0...400V$
Effective output capacitance, time related <sup>2)</sup>	$C_{o(tr)}$	-	251	-	pF	$I_D=constant, V_{GS}=0V, V_{DS}=0...400V$
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	-	16	-	ns	$V_{DD}=400V, V_{GS}=13V, I_D=1.7A, R_G=5.3\Omega$
Rise time	$t_r$	-	6.5	-	ns	$V_{DD}=400V, V_{GS}=13V, I_D=1.7A, R_G=5.3\Omega$
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$	-	70	-	ns	$V_{DD}=400V, V_{GS}=13V, I_D=1.7A, R_G=5.3\Omega$
Fall time	$t_f$	-	20	-	ns	$V_{DD}=400V, V_{GS}=13V, I_D=1.7A, R_G=5.3\Omega$

**Table 6 Gate charge characteristics**

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Gate to source charge	$Q_{gs}$	-	1.9	-	nC	$V_{DD}=400V, I_D=1.7A, V_{GS}=0 to 10V$
Gate to drain charge	$Q_{gd}$	-	5.0	-	nC	$V_{DD}=400V, I_D=1.7A, V_{GS}=0 to 10V$
Gate charge total	$Q_g$	-	13.1	-	nC	$V_{DD}=400V, I_D=1.7A, V_{GS}=0 to 10V$
Gate plateau voltage	$V_{plateau}$	-	4.4	-	V	$V_{DD}=400V, I_D=1.7A, V_{GS}=0 to 10V$

<sup>1)</sup>  $C_{o(er)}$  is a fixed capacitance that gives the same stored energy as  $C_{oss}$  while  $V_{DS}$  is rising from 0 to 400V

<sup>2)</sup>  $C_{o(tr)}$  is a fixed capacitance that gives the same charging time as  $C_{oss}$  while  $V_{DS}$  is rising from 0 to 400V

**Table 7 Reverse diode characteristics**

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Diode forward voltage	$V_{SD}$	-	0.9	-	V	$V_{GS}=0V, I_F=2.6A, T_j=25^{\circ}C$
Reverse recovery time	$t_{rr}$	-	200	-	ns	$V_R=400V, I_F=1.7A, di_F/dt=50A/\mu s$
Reverse recovery charge	$Q_{rr}$	-	0.7	-	$\mu C$	$V_R=400V, I_F=1.7A, di_F/dt=50A/\mu s$
Peak reverse recovery current	$I_{rrm}$	-	8	-	A	$V_R=400V, I_F=1.7A, di_F/dt=50A/\mu s$



### 4 Electrical characteristics diagrams

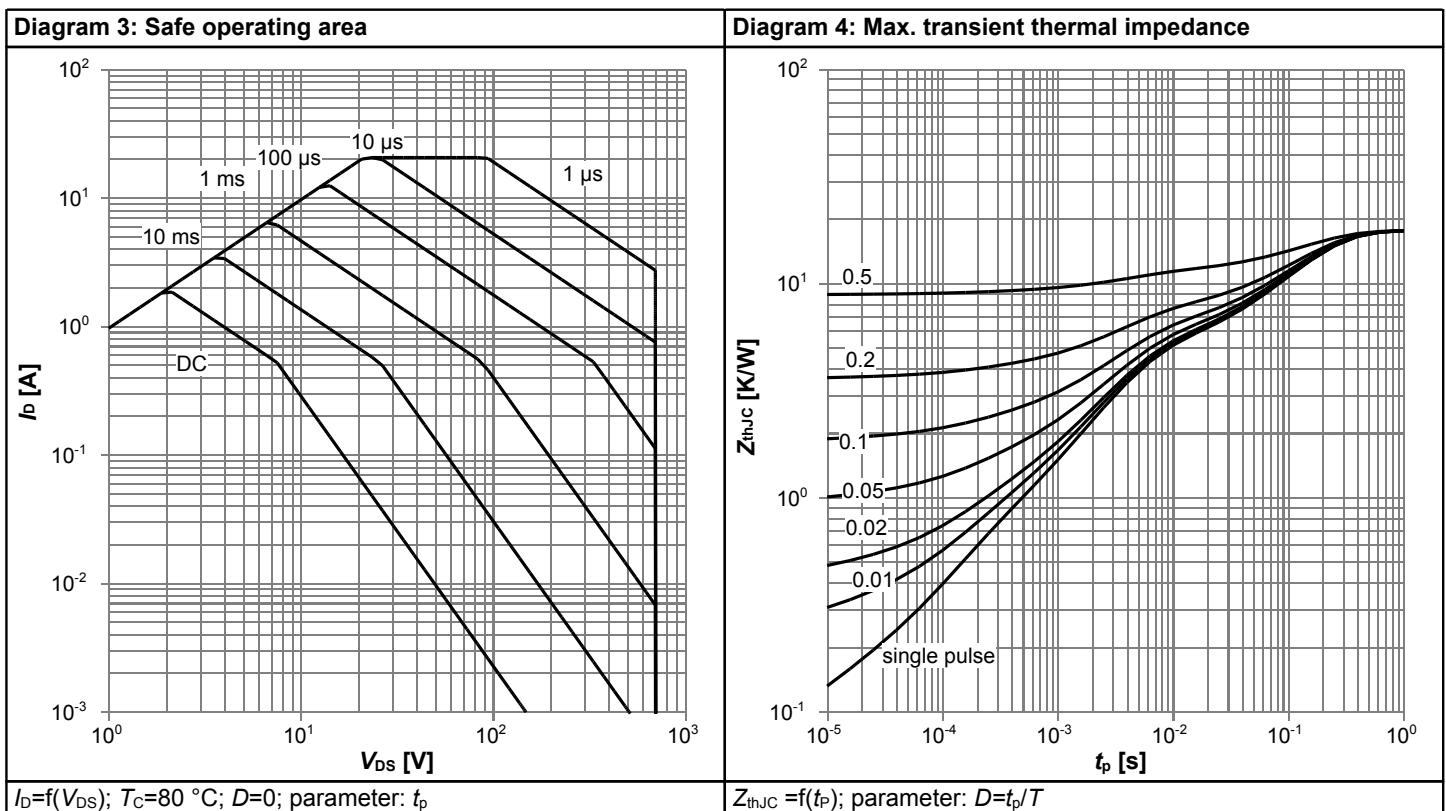
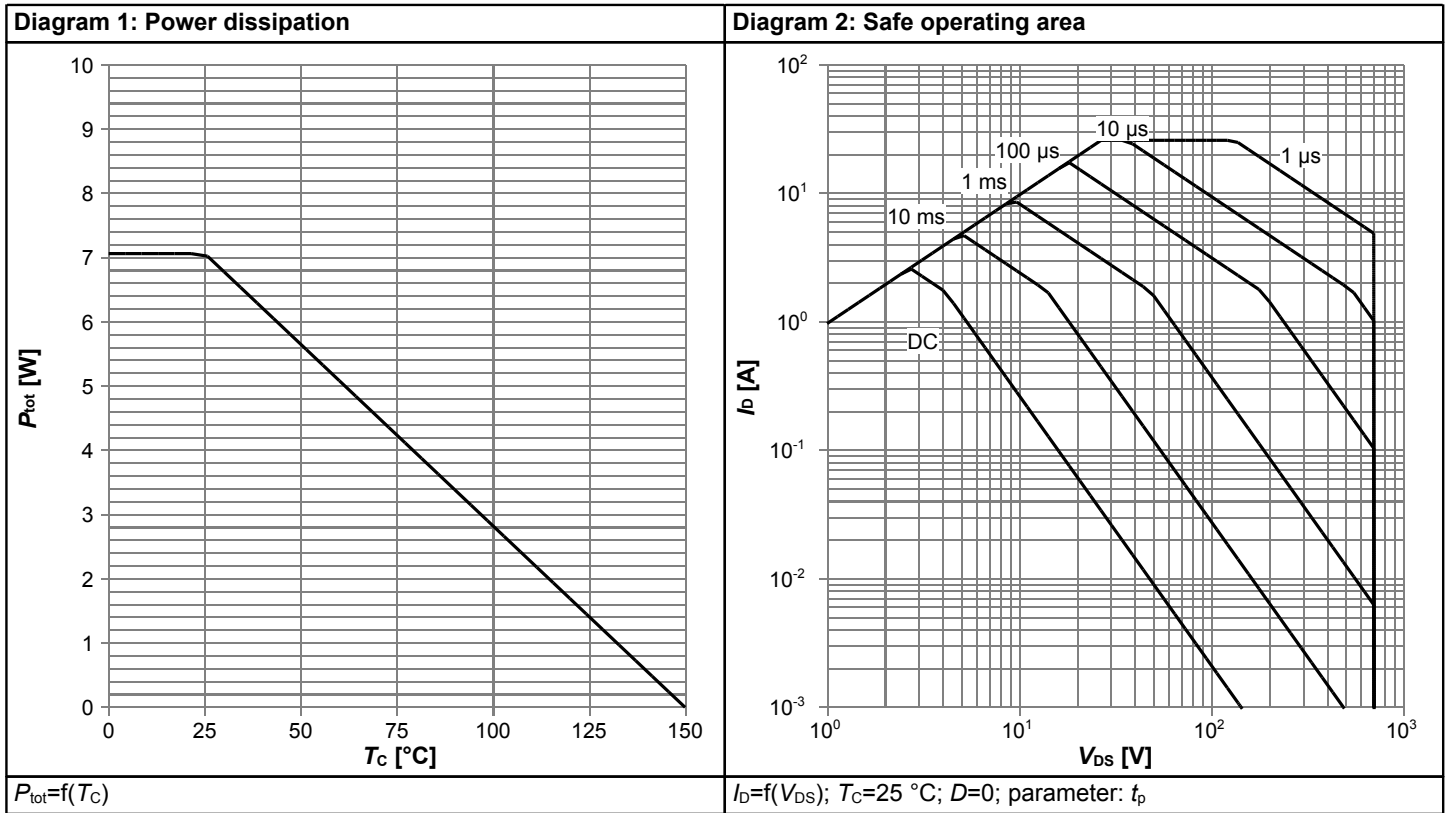
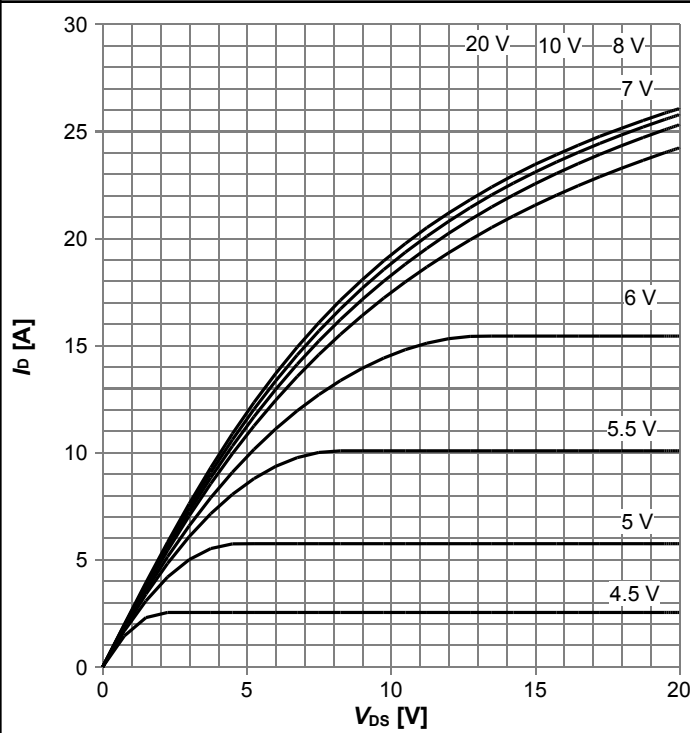
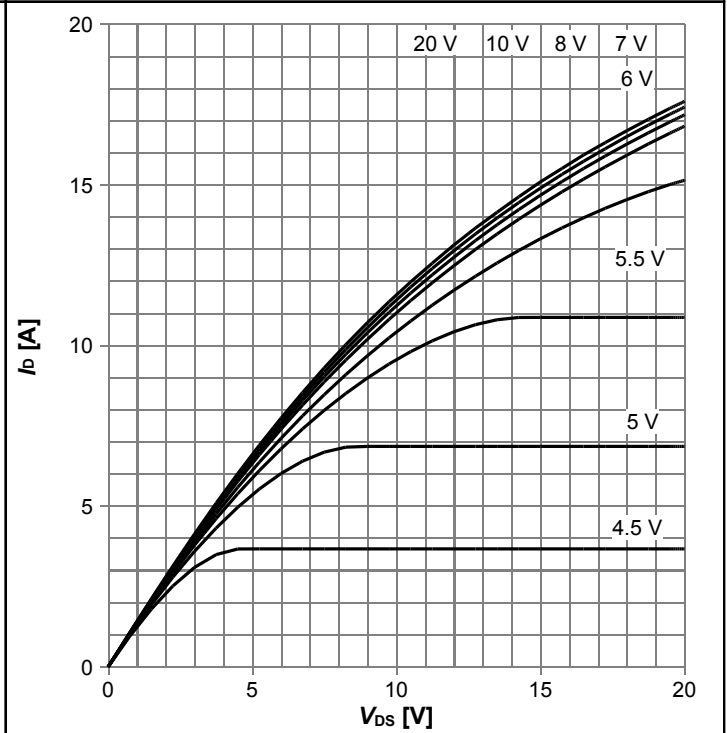


Diagram 5: Typ. output characteristics



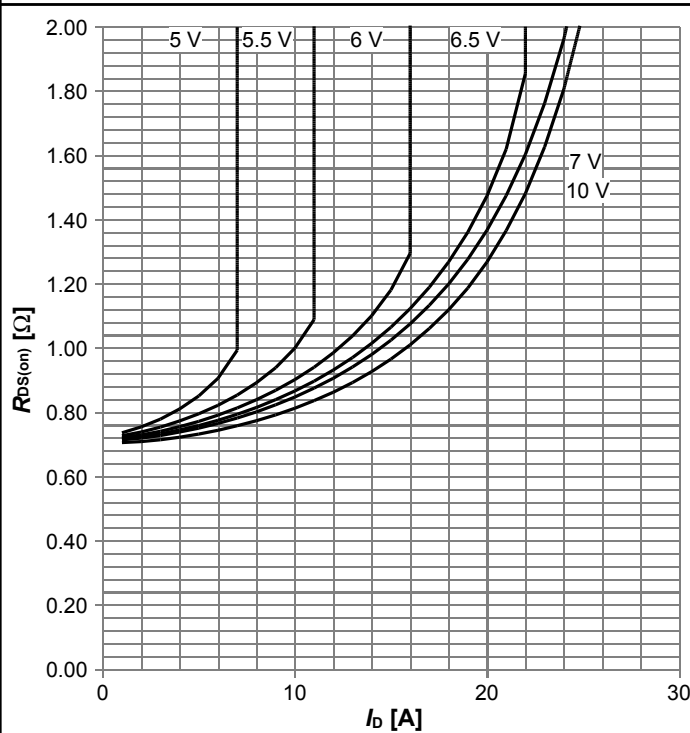
$I_D=f(V_{DS})$ ;  $T_j=25^\circ\text{C}$ ; parameter:  $V_{GS}$

Diagram 6: Typ. output characteristics



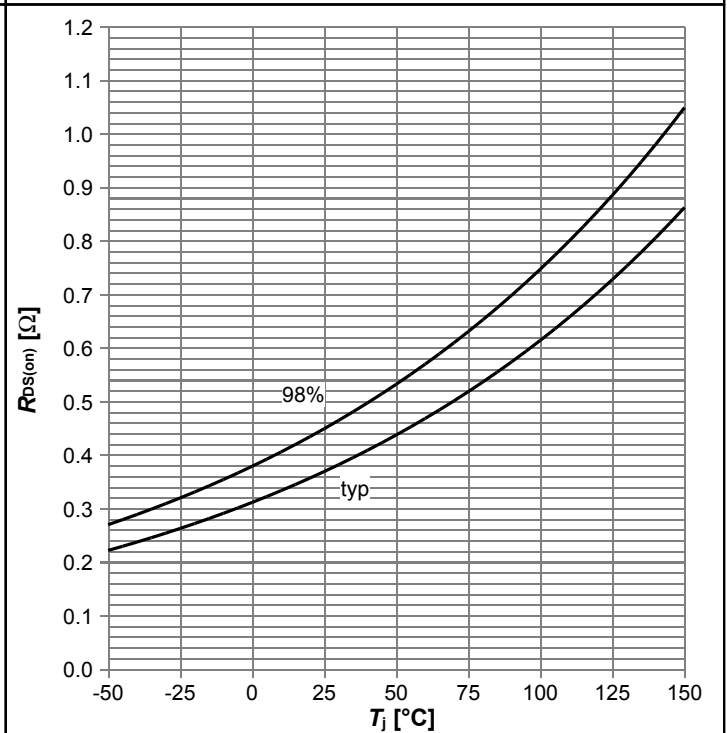
$I_D=f(V_{DS})$ ;  $T_j=125^\circ\text{C}$ ; parameter:  $V_{GS}$

Diagram 7: Typ. drain-source on-state resistance



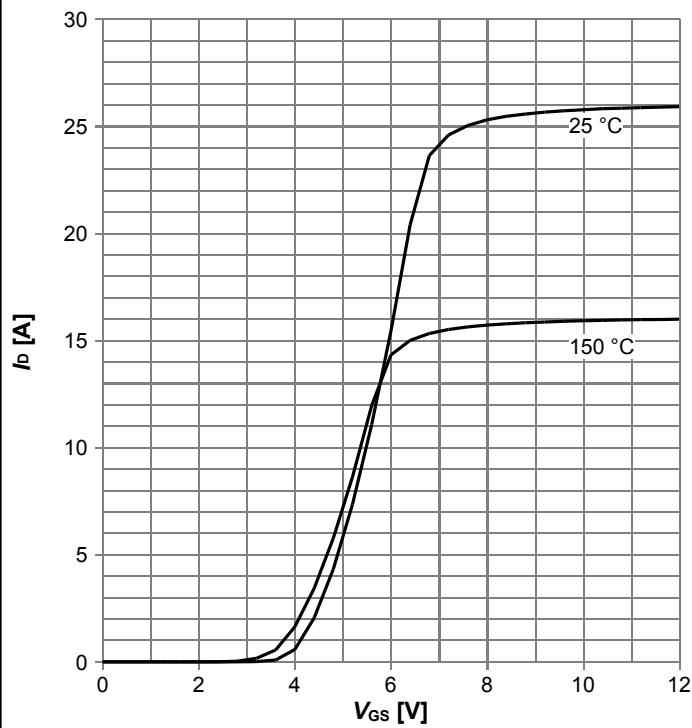
$R_{DS(on)}=f(I_D)$ ;  $T_j=125^\circ\text{C}$ ; parameter:  $V_{GS}$

Diagram 8: Drain-source on-state resistance



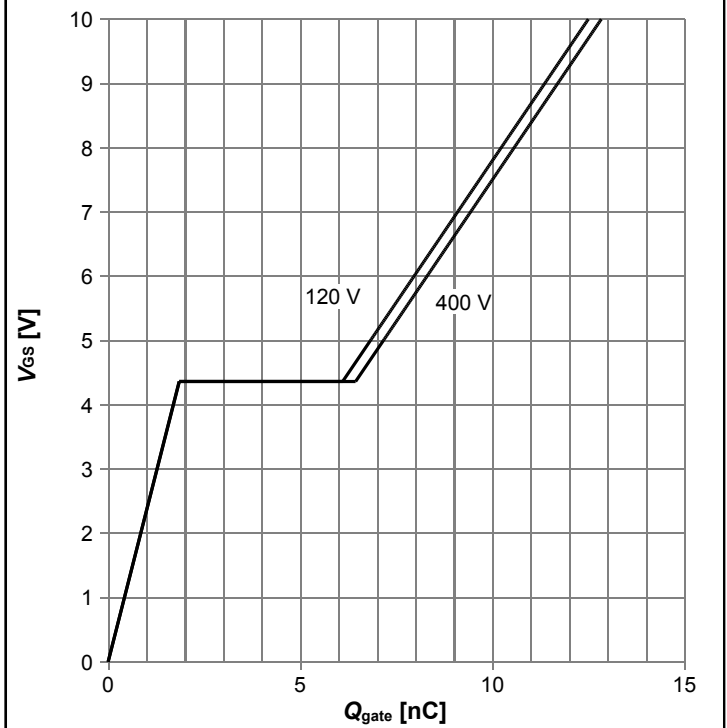
$R_{DS(on)}=f(T_j)$ ;  $I_D=2.3\text{ A}$ ;  $V_{GS}=10\text{ V}$

Diagram 9: Typ. transfer characteristics



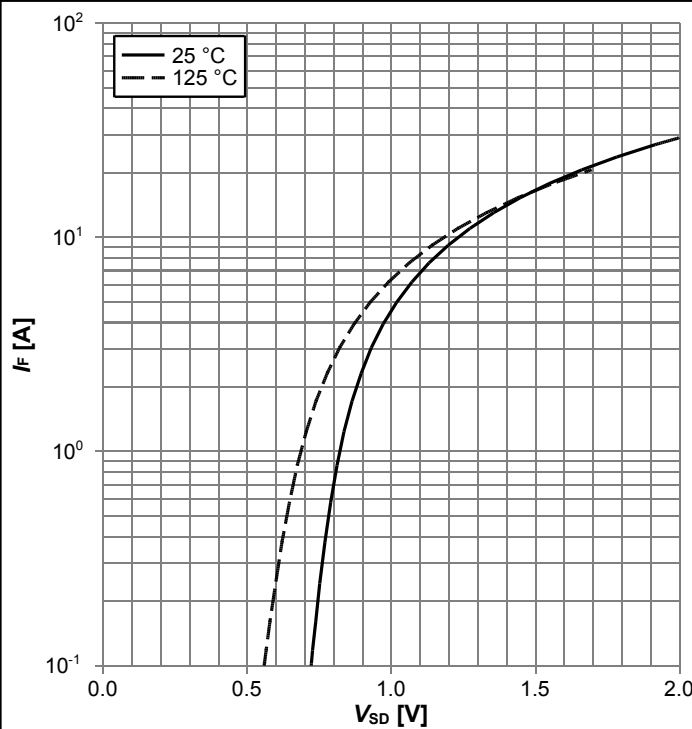
$I_D = f(V_{GS})$ ;  $V_{DS} = 20V$ ; parameter:  $T_j$

Diagram 10: Typ. gate charge



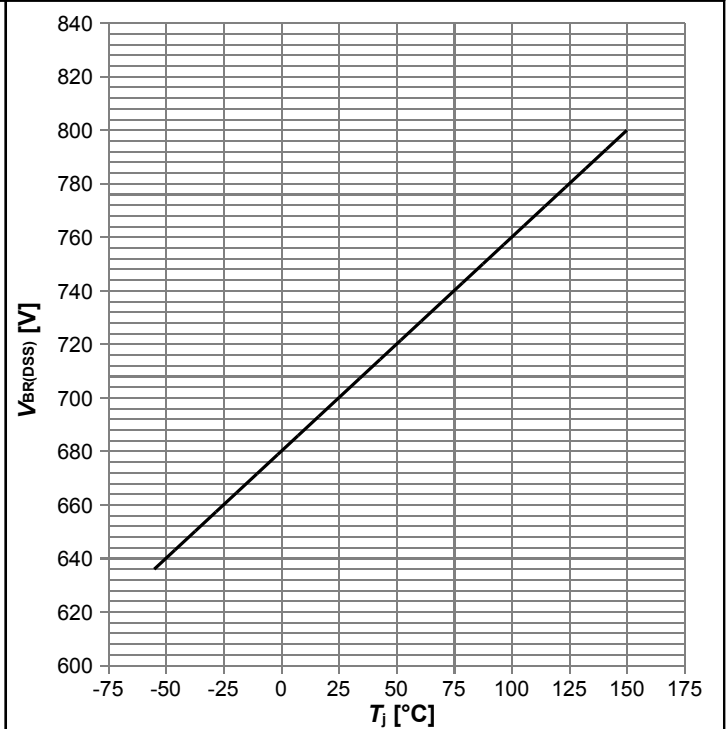
$V_{GS} = f(Q_{gate})$ ;  $I_D = 1.7 A$  pulsed; parameter:  $V_{DD}$

Diagram 11: Forward characteristics of reverse diode



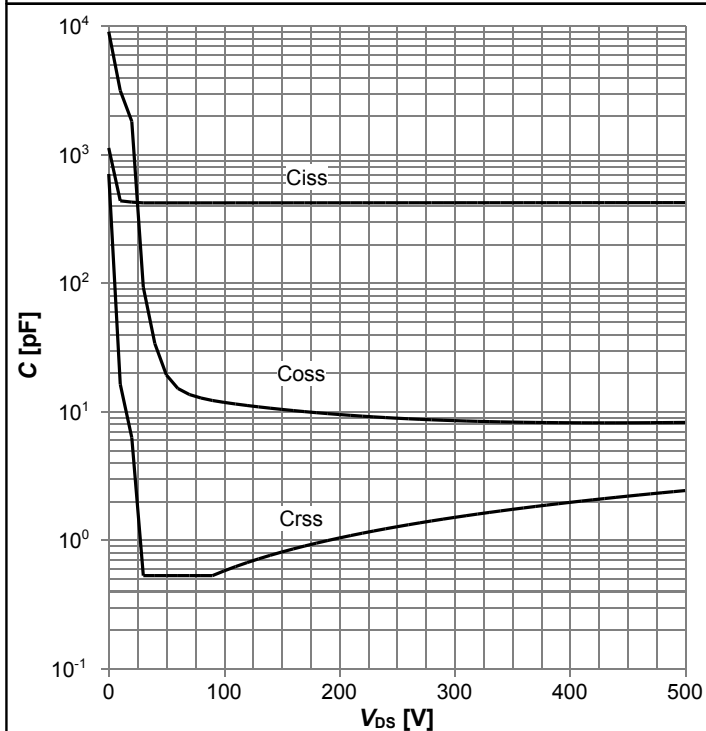
$I_F = f(V_{SD})$ ; parameter:  $T_j$

Diagram 13: Drain-source breakdown voltage



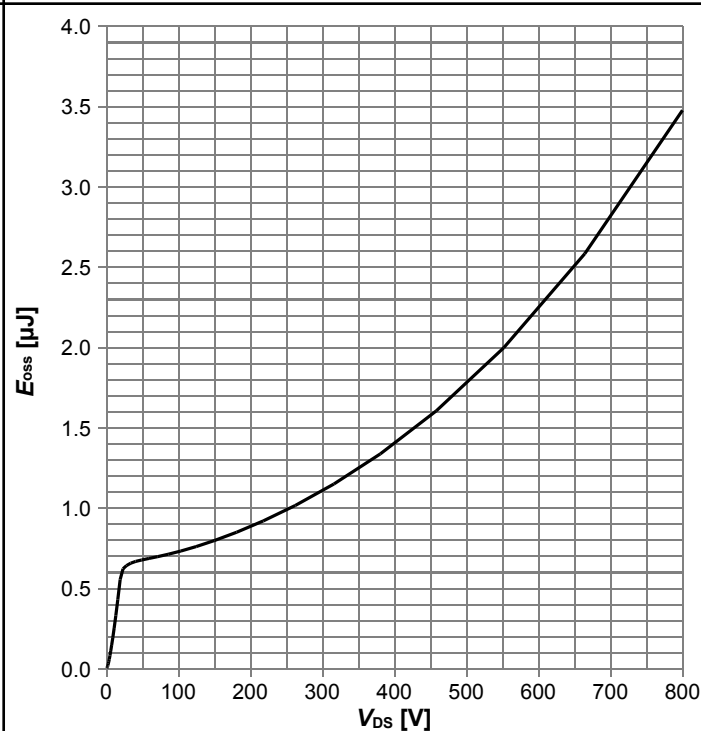
$V_{BR(DSS)} = f(T_j)$ ;  $I_D = 1 mA$

Diagram 14: Typ. capacitances



$C=f(V_{DS}); V_{GS}=0\text{ V}; f=250\text{ kHz}$

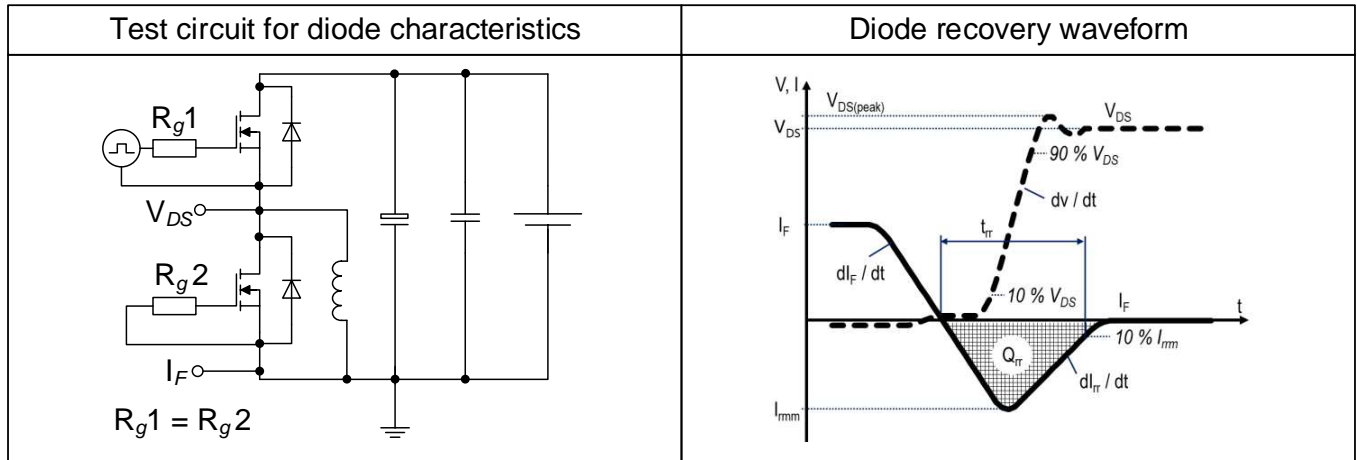
Diagram 15: Typ. Coss stored energy



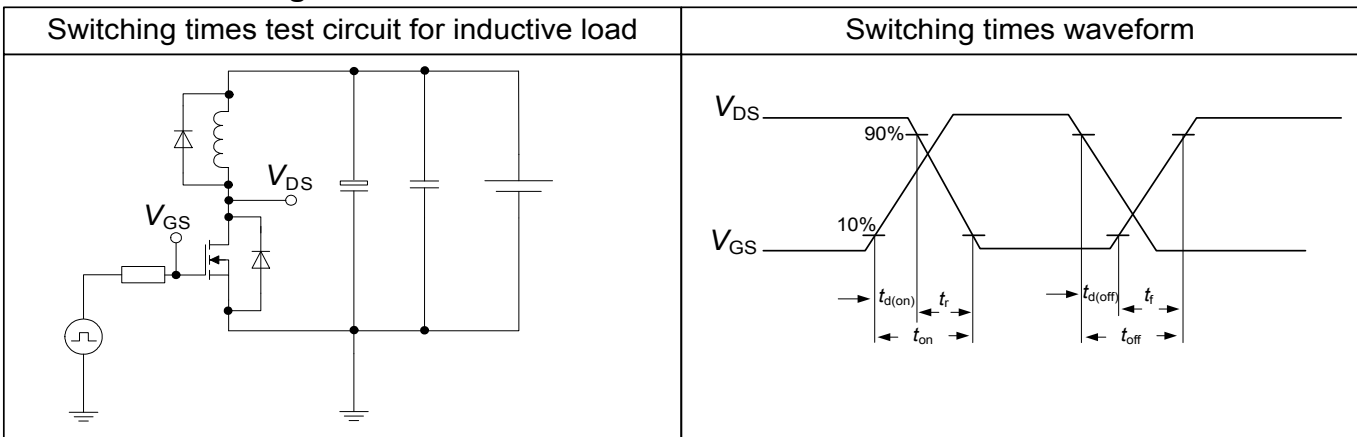
$E_{oss}=f(V_{DS})$

## 5 Test Circuits

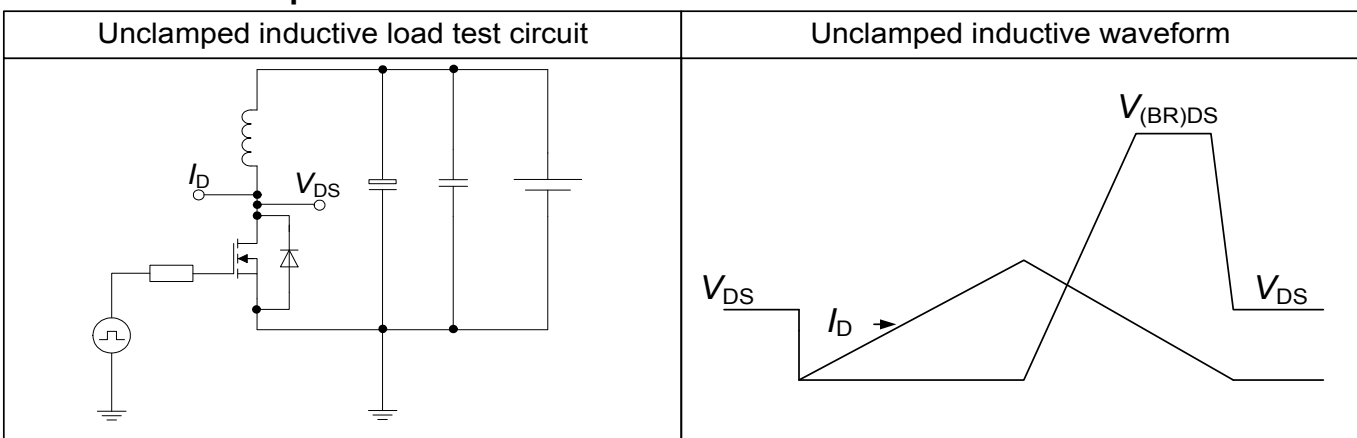
**Table 8 Diode characteristics**



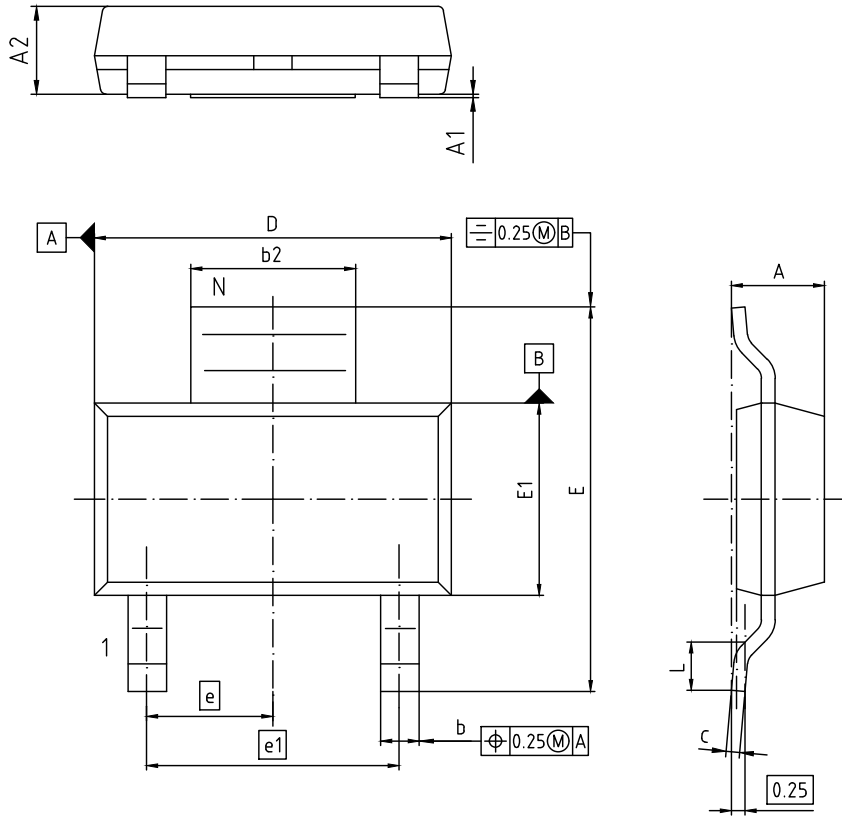
**Table 9 Switching times**



**Table 10 Unclamped inductive load**



## 6 Package Outlines



NOTES:

1. ALL DIMENSIONS REFER TO JEDEC STANDARD TO-261

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	1.52	1.80	0.060	0.071
A1	-	0.10	-	0.004
A2	1.50	1.70	0.059	0.067
b	0.60	0.80	0.024	0.031
b2	2.95	3.10	0.116	0.122
c	0.24	0.32	0.009	0.013
D	6.30	6.70	0.248	0.264
E	6.70	7.30	0.264	0.287
E1	3.30	3.70	0.130	0.146
e	2.3 BASIC		0.091 BASIC	
e1	4.6 BASIC		0.181 BASIC	
L	0.75	1.10	0.030	0.043
N	3		3	
O	0°	10°	0°	10°

<b>DOCUMENT NO.</b> Z8B00180553
<b>SCALE</b> 
<b>EUROPEAN PROJECTION</b> 
<b>ISSUE DATE</b> 24-02-2016
<b>REVISION</b> 01

Figure 1 Outline PG-SOT223, dimensions in mm/inches

## 7 Appendix A

### Table 11 Related Links

- IFX CoolMOS™ P7 Webpage: [www.infineon.com](http://www.infineon.com)
- IFX Design tools: [www.infineon.com](http://www.infineon.com)

## Revision History

IPN70R450P7S

**Revision: 2018-02-12, Rev. 2.1**

Previous Revision

Revision	Date	Subjects (major changes since last revision)
2.0	2017-09-15	Release of final version
2.1	2018-02-12	Corrected front page text

### Trademarks of Infineon Technologies AG

AURIX™, C166™, CanPAK™, CIPOS™, CoolGaN™, CoolMOS™, CoolSET™, CoolSiC™, CORECONTROL™, CROSSAVE™, DAVE™, DI-POL™, DrBlade™, EasyPIM™, EconoBRIDGE™, EconoDUAL™, EconoPACK™, EconoPIM™, EiceDRIVER™, eupec™, FCOS™, HITFET™, HybridPACK™, Infineon™, ISOFACE™, IsoPACK™, i-Wafer™, MIPAQ™, ModSTACK™, my-d™, NovalithIC™, OmniTune™, OPTIGA™, OptiMOS™, ORIGA™, POWERCODE™, PRIMARION™, PrimePACK™, PrimeSTACK™, PROFET™, PRO-SIL™, RASIC™, REAL3™, ReverSave™, SatRIC™, SIEGET™, SiPMOS™, SmartLEWIS™, SOLID FLASH™, SPOC™, TEMPFET™, thinQ!™, TRENCHSTOP™, TriCore™.

Trademarks updated August 2015

### Other Trademarks

All referenced product or service names and trademarks are the property of their respective owners.

### We Listen to Your Comments

Any information within this document that you feel is wrong, unclear or missing at all? Your feedback will help us to continuously improve the quality of this document. Please send your proposal (including a reference to this document) to:

[erratum@infineon.com](mailto:erratum@infineon.com)

**Published by**  
**Infineon Technologies AG**  
**81726 München, Germany**  
**© 2018 Infineon Technologies AG**  
**All Rights Reserved.**

### Legal Disclaimer

The information given in this document shall in no event be regarded as a guarantee of conditions or characteristics ("Beschaffenheitsgarantie").

With respect to any examples, hints or any typical values stated herein and/or any information regarding the application of the product, Infineon Technologies hereby disclaims any and all warranties and liabilities of any kind, including without limitation warranties of non-infringement of intellectual property rights of any third party.

In addition, any information given in this document is subject to customer's compliance with its obligations stated in this document and any applicable legal requirements, norms and standards concerning customer's products and any use of the product of Infineon Technologies in customer's applications.

The data contained in this document is exclusively intended for technically trained staff. It is the responsibility of customer's technical departments to evaluate the suitability of the product for the intended application and the completeness of the product information given in this document with respect to such application.

### Information

For further information on technology, delivery terms and conditions and prices please contact your nearest Infineon Technologies Office ([www.infineon.com](http://www.infineon.com)).

### Warnings

Due to technical requirements, components may contain dangerous substances. For information on the types in question, please contact the nearest Infineon Technologies Office.

The Infineon Technologies component described in this Data Sheet may be used in life-support devices or systems and/or automotive, aviation and aerospace applications or systems only with the express written approval of Infineon Technologies, if a failure of such components can reasonably be expected to cause the failure of that life-support, automotive, aviation and aerospace device or system or to affect the safety or effectiveness of that device or system. Life support devices or systems are intended to be implanted in the human body or to support and/or maintain and sustain and/or protect human life. If they fail, it is reasonable to assume that the health of the user or other persons may be endangered.



Interruptor diferencial

**SASSIN  
ELECTRIC**

**Interruptores diferenciales  
3SL36**

*Residencial, Terciario e Industrial*



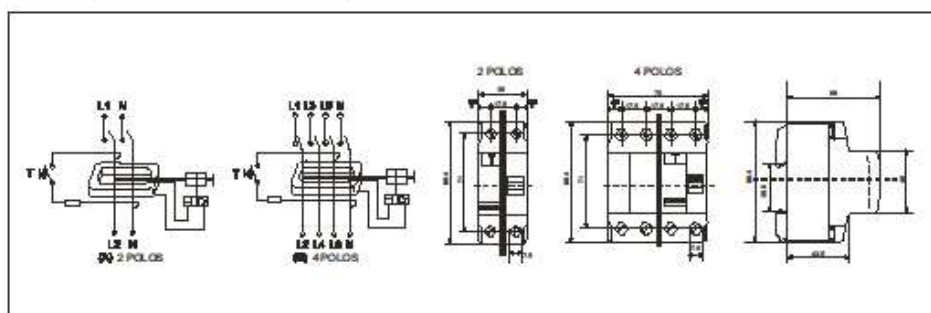
**Serie 3SL36**

■ **Aplicación**

La gama de interruptores diferenciales 3SL36 está indicada para redes hasta 230V AC en 2 polos, y 400V AC en 4 polos, hasta 100A. Idóneo tanto para el empleo residencial, terciario o industrial. Su función principal es la de evitar contactos indirectos y evitar riesgo de incendio ocasionado por fugas. Cuando el diferencial detecta una corriente de defecto que excede a su valor consignado, el interruptor procede a la desconexión del circuito, protegiendo a los receptores de posibles daños (como en el caso de electrocución en seres humanos).

Fabricado conforme al estándar: IEC 61008-1

■ **Principio de funcionamiento y dimensiones**



**■ Parámetros técnicos**

Interruptor	3SL36		
Número de polos	2P 4P		
Rango de Intensidad In	A	10 16 25 32 40 50 63 80 100	
Rango de Frecuencia	Hz	50	
Rango de Tensión Ue	V	230,400	
Rango de Aislamiento Ue	V	500	
Poder de corte Im	A	630 1000	
Capacidad límite de cortocircuito Inc	A	6000	
Corrientes de fuga $\Delta n$	mA	30 100 300	
Nivel de inmunidad frente interferencias	0.5 $\mu$ s/100kHz, 200A valor de pico		
	8/20 $\mu$ s, 3000A valor de pico		
Vida mecánica	maniobras	10000	
Indice de protección	IP20		
Tipos fabricados	Tipo A, Tipo AC, Tipo S		
Modo de instalación	Carril DIN, en posición vertical y horizontal		
Modo de conexión	Terminal con clip		
Temperatura ambiente	Min/Max	°C	-25/+40
Altitud	Max	m	2000
Tipo de cableado	Peines de conexión o cable	Min/Max	mm <sup>2</sup> 1/35
Par de apriete		N · m	2 2.5
Dimensiones exteriores (alto x ancho x ancho)	2P	mm	92X36X76
	4P	mm	92X72X76
Peso	2P	kg	0.275
	4P	kg	0.360
Grado de Anti-polución	2		
Categoría de la instalación	III	mm	92X72X76
Protección medioambiental	Se fabrica con las últimas tecnologías respetuosas con el medio ambiente, con materiales reciclables y biodegradables en sus componentes		

■ **Diferenciales bipolares, Clase AC**

Protección frente a fugas en corriente alterna

Nº de polos	Sensibilidad (mA)	Intensidad (A)	Código de pedido	P.V.P.
2	10	16	3SL36-2-16-10AC	83,61
		25	3SL36-2-25-10AC	87,79
		32	3SL36-2-32-10AC	91,97
		40	3SL36-2-40-10AC	96,15
		63	3SL36-2-63-10AC	169,45
		100	3SL36-2-100-10AC	254,18
	30	16	3SL36-2-16-30AC	29,10
		25	3SL36-2-25-30AC	30,56
		32	3SL36-2-32-30AC	32,01
		40	3SL36-2-40-30AC	58,20
		63	3SL36-2-63-30AC	148,50
		100	3SL36-2-100-30AC	244,60
	300	16	3SL36-2-16-300AC	61,68
		25	3SL36-2-25-300AC	64,76
		32	3SL36-2-32-300AC	67,84
		40	3SL36-2-40-300AC	70,93
		63	3SL36-2-63-300AC	125,00
		100	3SL36-2-100-300AC	187,50

■ **Diferenciales bipolares, Clase A**

Protección frente a fugas en corriente alterna y corriente continua pulsante

Nº de polos	Sensibilidad (mA)	Intensidad (A)	Código de pedido	P.V.P.
2	10	16	3SL36-2-16-10A	340,80
		25	3SL36-2-25-10A	136,40
		32	3SL36-2-32-10A	156,10
		40	3SL36-2-40-10A	156,10
		63	3SL36-2-63-10A	284,30
		100	3SL36-2-100-10A	376,43
	30	16	3SL36-2-16-30A	150,20
		25	3SL36-2-25-30A	125,30
		32	3SL36-2-32-30A	135,10
		40	3SL36-2-40-30A	135,10
		63	3SL36-2-63-30A	186,70
		100	3SL36-2-100-30A	380,30
	300	16	3SL36-2-16-300A	160,10
		25	3SL36-2-25-300A	141,20
		32	3SL36-2-32-300A	158,10
		40	3SL36-2-40-300A	158,10
		63	3SL36-2-63-300A	241,30
		100	3SL36-2-100-300A	301,30

■ **Diferenciales tetrapolares, Clase AC**

Protección frente a fugas en corriente alterna

Nº de polos	Sensibilidad (mA)	Intensidad (A)	Código de pedido	P.V.P.
4	30	25	3SL36-4-25-30AC	124,60
		32	3SL36-4-32-30AC	129,30
		40	3SL36-4-40-30AC	129,30
		63	3SL36-4-63-30AC	250,60
		100	3SL36-4-100-30AC	363,10
	300	25	3SL36-4-25-300AC	108,70
		32	3SL36-4-32-300AC	111,60
		40	3SL36-4-40-300AC	114,30
		63	3SL36-4-63-300AC	186,20
		100	3SL36-4-100-300AC	305,20

■ **Diferenciales tetrapolares, Clase A**

Protección frente a fugas en corriente alterna y corriente continua pulsante

Nº de polos	Sensibilidad (mA)	Intensidad (A)	Código de pedido	P.V.P.
4	30	25	3SL36-4-25-30A	152,02
		32	3SL36-4-32-30A	152,02
		40	3SL36-4-40-30A	152,02
		63	3SL36-4-63-30A	295,80
		100	3SL36-4-100-30A	388,50
	300	25	3SL36-4-25-300A	126,68
		32	3SL36-4-32-300A	126,68
		40	3SL36-4-40-300A	126,68
		63	3SL36-4-63-300A	212,28
		100	3SL36-4-100-300C	350,30

Fusible



### FUSIBLE DE ENCHUFE PLANO "MAXI"



Amperios	Color	Art. Nº	U/E
20	Amarillo	0731 301 20	10
30	Verde	0731 301 30	
40	Naranja	0731 301 40	
50	Rojo	0731 301 50	
60	Azul	0731 301 60	
70	Beige	0731 301 70	
80	Natural	0731 301 80	

### FUSIBLE DE ENCHUFE PLANO "MINI"



Amperios	Color	Art. Nº	U/E
2	Gris	0731 300 02	10
3	Violeta	0731 300 03	
5	Beige	0731 300 05	
7,5	Marrón	0731 300 075	
10	Rojo	0731 300 10	
15	Azul	0731 300 15	
20	Amarillo	0731 300 20	
25	Natural	0731 300 25	
30	Verde	0731 300 30	

### FUSIBLE DE ENCHUFE PLANO "MICRO"



Amperios	Color	Art. Nº	U/E
2	Gris	0731 302 02	10
3	Morado	0731 302 03	
4	Rosa	0731 302 04	
5	Beige	0731 302 05	
7,5	Marrón	0731 302 07	
10	Rojo	0731 302 10	
15	Azul	0731 302 15	
20	Amarillo	0731 302 20	
25	Blanco	0731 302 25	
30	Verde	0731 302 30	

### FUSIBLE ROSCADO "MEGA"



Amperios	Color	Art. Nº	U/E
100	Amarillo	0731 310 100	5
125	Verde	0731 310 125	
150	Naranja	0731 310 150	
175	Blanco	0731 310 175	
200	Azul	0731 310 200	
225	Marrón	0731 310 225	
250	Rosa	0731 310 250	
300	Gris	0731 310 300	
500	Negro	0731 310 500	

WWE01/13 © Wirth España. Todos los derechos reservados. Impreso en España.

13 05 0020

Condensador 6.8 mF

**ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS**

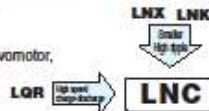


**LNC**

Screw Terminal Type, 85°C Smaller-sized  
Higher ripple current



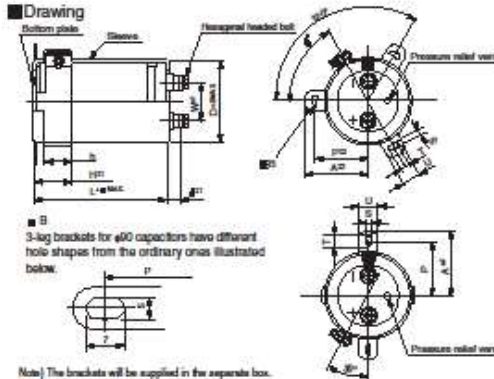
- Suited for use in industrial power supplies for inverter circuitry, etc.
- Load life 5000 hours application of ripple current at 85°C.
- Smaller sized / High ripple current than LNX, LNK.
- Coped with loading of high speed charge-discharge.
- Suited for high frequency regenerative voltage for AC servomotor, general inverter.
- Compliant to the RoHS directive (2011/65/EU).



**Specifications**

Item	Performance Characteristics									
Category Temperature Range	-40 to +85°C									
Rated Voltage Range	360 to 500V									
Rated Capacitance Range	1000 to 20000µF									
Capacitance Tolerance	±20%, at 120Hz, 20°C									
Leakage Current	After 5 minutes' application of rated voltage, leakage current is not more than $\sqrt{CV}$ (µA) or 5 mA, whichever is smaller (at 20°C). [C: Rated Capacitance(µF), V: Voltage(V)]									
Tangent of loss angle (tan δ)	0.20MAX. (120Hz at 20°C)									
Stability at Low Temperature	<table border="1"> <tr> <td>Rated voltage (V)</td> <td>360 to 500</td> <td>Measurement frequency: 120Hz</td> </tr> <tr> <td>Impedance ratio ZT/Z20(MAX)</td> <td>Z -40°C / Z+20°C</td> <td></td> </tr> <tr> <td></td> <td>B</td> <td></td> </tr> </table>	Rated voltage (V)	360 to 500	Measurement frequency: 120Hz	Impedance ratio ZT/Z20(MAX)	Z -40°C / Z+20°C			B	
Rated voltage (V)	360 to 500	Measurement frequency: 120Hz								
Impedance ratio ZT/Z20(MAX)	Z -40°C / Z+20°C									
	B									
Insulation Resistance	The insulation resistance shall be more than 100MΩ at DC 500V application between terminal and bracket.									
Voltage proof	There is no abnormality during AC 2500V 1 minute's application between terminal and bracket.									
Endurance	<table border="1"> <tr> <td>Capacitance change</td> <td>Within ±20% of the initial capacitance value</td> </tr> <tr> <td>tan δ</td> <td>200% or less than the initial specified value</td> </tr> <tr> <td>Leakage current</td> <td>Less than or equal to the initial specified value</td> </tr> </table>	Capacitance change	Within ±20% of the initial capacitance value	tan δ	200% or less than the initial specified value	Leakage current	Less than or equal to the initial specified value			
Capacitance change	Within ±20% of the initial capacitance value									
tan δ	200% or less than the initial specified value									
Leakage current	Less than or equal to the initial specified value									
Shelf Life	<table border="1"> <tr> <td>Capacitance change</td> <td>Within ±20% of the initial capacitance value</td> </tr> <tr> <td>tan δ</td> <td>200% or less than the initial specified value</td> </tr> <tr> <td>Leakage current</td> <td>Less than or equal to the initial specified value</td> </tr> </table>	Capacitance change	Within ±20% of the initial capacitance value	tan δ	200% or less than the initial specified value	Leakage current	Less than or equal to the initial specified value			
Capacitance change	Within ±20% of the initial capacitance value									
tan δ	200% or less than the initial specified value									
Leakage current	Less than or equal to the initial specified value									
Endurance of charge-discharge behavior	<table border="1"> <tr> <td>Capacitance change</td> <td>Within ±20% of the initial capacitance value</td> </tr> <tr> <td>tan δ</td> <td>200% or less than the initial specified value</td> </tr> <tr> <td>Leakage current</td> <td>Less than or equal to the initial specified value</td> </tr> </table>	Capacitance change	Within ±20% of the initial capacitance value	tan δ	200% or less than the initial specified value	Leakage current	Less than or equal to the initial specified value			
Capacitance change	Within ±20% of the initial capacitance value									
tan δ	200% or less than the initial specified value									
Leakage current	Less than or equal to the initial specified value									
Marking	Printed with white color later on black sleeve.									

**Drawing**



**Type numbering system (Example : 400V 10000µF)**



**Configuration**

- SE standard specifications
- TE stud mount type

Please refer to page 324 for schematic of dimensions.  
Please contact to us if PVC less products are required.

**Dimension of terminal pitch (W) and length (L) and Nominal dia. of bolt (mm)**

φD	W	L	a	Nominal dia. of bolt
51	22.0	6	3	M5
63.5	28.6	6	3	M5
76.2	31.8	6	3	M5
90	31.8	6	3	M5

About product of stud bolt  
Nylon nut and nylon washer attachment become the standard specifications. (cf. P.324)  
\*It is not attached to the bracket.  
\*Field 13 and 14 become blank in Type number system.

**Dimensions of mounting bracket (mm)**

Bracket	3-Leg				2-Leg			
	51	63.5	76.2	90	51	63.5	76.2	90
P	32.5	38.1	44.5	50.8	33.2	40.5	46.5	53
A	38.5	43	49.2	58.5	40	46.5	53	59
T	7.5	8.0	7.0	8.0	6.0	7.0	6.0	6.0
B	5.0	5.0	5.0	5.0	4.5	4.5	4.5	4.5
U	12	14	14	18	14	14	14	14
φ <sup>h</sup>	60	60	60	60	30	30	30	30
H	20	25	30	35	25	30	35	35
h	15	20	24	25	15	20	20	20

Dimension table in next page.

CAT.8100E

## LNC

### ■ Dimensions

350V(2V)					
Cap. (μF)	Size φD × L(mm)	Rated ripple (Arms)	tan δ	Leakage Current (mA)	Code
1000	51 × 55	8.4	0.20	1.77	LNC2V102MSEF
1200	51 × 60	8.6	0.20	1.94	LNC2V122MSEF
1500	51 × 65	9.3	0.20	2.17	LNC2V152MSEF
1800	51 × 75	10.3	0.20	2.38	LNC2V182MSEF
2200	51 × 85	11.9	0.20	2.63	LNC2V222MSEF
2700	51 × 95	13.3	0.20	2.92	LNC2V272MSEF
	63.5 × 70	13.7	0.20	2.92	LNC2V272MSEG
3300	51 × 115	13.6	0.20	3.22	LNC2V332MSEF
	63.5 × 80	14.0	0.20	3.22	LNC2V332MSEG
3900	63.5 × 85	14.9	0.20	3.50	LNC2V392MSEG
	76.2 × 70	14.3	0.20	3.50	LNC2V392MSEH
4700	63.5 × 100	16.4	0.20	3.85	LNC2V472MSEG
	76.2 × 80	15.7	0.20	3.85	LNC2V472MSEH
5600	63.5 × 115	18.1	0.20	4.20	LNC2V562MSEG
	76.2 × 90	17.6	0.20	4.20	LNC2V562MSEH
6800	63.5 × 135	20.3	0.20	4.63	LNC2V682MSEG
	76.2 × 100	19.7	0.20	4.63	LNC2V682MSEH
8200	76.2 × 115	22.2	0.20	5.00	LNC2V822MSEH
	90 × 90	24.2	0.20	5.00	LNC2V822MSEJ
10000	76.2 × 135	25.2	0.20	5.00	LNC2V103MSEH
	90 × 100	27.1	0.20	5.00	LNC2V103MSEJ
12000	76.2 × 155	28.2	0.20	5.00	LNC2V123MSEH
	90 × 120	30.1	0.20	5.00	LNC2V123MSEJ
15000	90 × 145	35.4	0.20	5.00	LNC2V153MSEJ
18000	90 × 165	39.2	0.20	5.00	LNC2V183MSEJ
22000	90 × 205	43.4	0.20	5.00	LNC2V223MSEJ

400V(2G)					
Cap. (μF)	Size φD × L(mm)	Rated ripple (Arms)	tan δ	Leakage Current (mA)	Code
1000	51 × 60	8.6	0.20	1.90	LNC2G102MSEF
1200	51 × 65	9.3	0.20	2.08	LNC2G122MSEF
1500	51 × 80	10.8	0.20	2.32	LNC2G152MSEF
1800	51 × 85	12.0	0.20	2.55	LNC2G182MSEF
2200	51 × 100	13.0	0.20	2.81	LNC2G222MSEF
	63.5 × 70	12.8	0.20	2.81	LNC2G222MSEG
2700	63.5 × 80	14.5	0.20	3.12	LNC2G272MSEG
	76.2 × 65	14.3	0.20	3.12	LNC2G272MSEH
3300	63.5 × 90	14.9	0.20	3.45	LNC2G332MSEG
	76.2 × 70	15.3	0.20	3.45	LNC2G332MSEH
3900	63.5 × 100	16.5	0.20	3.75	LNC2G392MSEG
	76.2 × 80	17.1	0.20	3.75	LNC2G392MSEH
4700	63.5 × 120	18.8	0.20	4.11	LNC2G472MSEG
	76.2 × 90	18.3	0.20	4.11	LNC2G472MSEH
5600	63.5 × 135	20.9	0.20	4.49	LNC2G562MSEG
	76.2 × 100	20.2	0.20	4.49	LNC2G562MSEH
6800	63.5 × 165	23.8	0.20	4.95	LNC2G682MSEG
	76.2 × 120	23.1	0.20	4.95	LNC2G682MSEH
8200	90 × 90	26.3	0.20	4.95	LNC2G682MSEJ
	76.2 × 145	26.1	0.20	5.00	LNC2G822MSEH
10000	90 × 105	29.5	0.20	5.00	LNC2G822MSEJ
	76.2 × 165	29.5	0.20	5.00	LNC2G103MSEH
12000	90 × 120	33.2	0.20	5.00	LNC2G103MSEJ
	90 × 145	37.1	0.20	5.00	LNC2G123MSEJ
15000	90 × 185	42.9	0.20	5.00	LNC2G153MSEJ
18000	90 × 205	48.2	0.20	5.00	LNC2G183MSEJ

450V(2W)					
Cap. (μF)	Size φD × L(mm)	Rated ripple (Arms)	tan δ	Leakage Current (mA)	Code
1000	51 × 70	9.3	0.20	2.01	LNC2W102MSEF
1200	51 × 80	9.9	0.20	2.20	LNC2W122MSEF
1500	51 × 90	10.4	0.20	2.46	LNC2W152MSEF
1800	51 × 105	11.5	0.20	2.70	LNC2W182MSEF
	63.5 × 70	11.9	0.20	2.70	LNC2W182MSEG
2200	63.5 × 85	12.3	0.20	2.98	LNC2W222MSEG
	76.2 × 65	12.5	0.20	2.98	LNC2W222MSEH
2700	63.5 × 90	13.7	0.20	3.31	LNC2W272MSEG
	76.2 × 75	13.7	0.20	3.31	LNC2W272MSEH
3300	63.5 × 115	15.6	0.20	3.66	LNC2W332MSEG
	76.2 × 85	15.5	0.20	3.66	LNC2W332MSEH
3900	63.5 × 135	17.3	0.20	3.97	LNC2W392MSEG
	76.2 × 90	17.0	0.20	3.97	LNC2W392MSEH
4700	63.5 × 145	19.2	0.20	4.36	LNC2W472MSEG
	76.2 × 115	19.2	0.20	4.36	LNC2W472MSEH
5600	63.5 × 165	21.4	0.20	4.76	LNC2W562MSEG
	76.2 × 135	21.6	0.20	4.76	LNC2W562MSEH
	90 × 95	24.2	0.20	4.76	LNC2W562MSEJ
6800	76.2 × 145	23.8	0.20	5.00	LNC2W682MSEH
	90 × 115	27.5	0.20	5.00	LNC2W682MSEJ
8200	76.2 × 185	27.2	0.20	5.00	LNC2W822MSEH
	90 × 135	30.5	0.20	5.00	LNC2W822MSEJ
10000	90 × 155	34.1	0.20	5.00	LNC2W103MSEJ
12000	90 × 185	38.2	0.20	5.00	LNC2W123MSEJ
15000	90 × 215	43.1	0.20	5.00	LNC2W153MSEJ

500V(2H)					
Cap. (μF)	Size φD × L(mm)	Rated ripple (Arms)	tan δ	Leakage Current (mA)	Code
1000	51 × 85	10.3	0.20	2.12	LNC2H102MSEF
1200	63.5 × 70	10.4	0.20	2.32	LNC2H122MSEG
1500	63.5 × 80	11.6	0.20	2.60	LNC2H152MSEG
1800	63.5 × 90	12.7	0.20	2.85	LNC2H182MSEG
2200	63.5 × 100	14.2	0.20	3.15	LNC2H222MSEG
2700	76.2 × 90	15.8	0.20	3.49	LNC2H272MSEH
3300	76.2 × 105	17.8	0.20	3.85	LNC2H332MSEH
3900	76.2 × 120	19.9	0.20	4.19	LNC2H392MSEH
4700	90 × 105	23.6	0.20	4.60	LNC2H472MSEJ
5600	90 × 120	26.4	0.20	5.00	LNC2H562MSEJ
6800	90 × 145	30.0	0.20	5.00	LNC2H682MSEJ
8200	90 × 165	33.7	0.20	5.00	LNC2H822MSEJ
10000	90 × 205	38.3	0.20	5.00	LNC2H103MSEJ

Rated ripple current (Arms) at 85°C 120Hz

#### ● Frequency coefficient of rated ripple current

Frequency (Hz)	50	60	120	360	1k	10k or more
Coefficient	0.80	0.82	1.00	1.20	1.35	1.40