



Universidad
Carlos III de Madrid

Departamento de Tecnología Electrónica

Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia

PROYECTO FIN DE CARRERA

Ingeniería Industrial

**Convertidor conmutado
CC-CC para la propulsión
eléctrica de microsátélites**

Autor: Almudena Santoja Guerrero

Tutor: Andrés Barrado Bautista

AGRADECIMIENTOS

A mi padre, por haber estado siempre ahí, en segundo plano, dejando que siempre fuera yo quien tomara las decisiones y las responsabilidades, pero lo suficientemente cerca para darme esa seguridad que tanto he necesitado.

A mi madre, por haber tenido que aguantar todos mis malos días y mis frustraciones y toda la parte mala... esto también es tuyo.

A mi hermano, por aguantar todas mis versiones. Nadie en el mundo podría saber mejor cómo me he sentido en todo este tiempo. Sin ti este camino hubiera sido aún más difícil.

A Javi, por todo. Por confiar siempre en mí, por hacerme sonreír cuando nadie hubiera podido. Saber que estás ahí me hace más fuerte.

A mis amigos, por todo el tiempo que os debo y que os voy a devolver, con creces.

A mi tutor Andrés, por todo lo que he aprendido este año y por toda la ayuda prestada.
Gracias.

ÍNDICE

Índice	5
Relación de Figuras	9
Relación de Tablas	15
Lista de Acrónimos	17
1. Introducción y Objetivos	19
1.1. Resumen y objetivos	19
1.2. Motivaciones	21
1.3. Organización y fases de desarrollo	22
1.4. Especificaciones técnicas	24
2. Estado de la Técnica.....	27
2.1. Introducción	27
2.2. Generalidades de satélites	33
2.3. Alimentación.....	40
2.4. Inversor	41
2.4.1. Transformador.....	41
2.4.2. Técnicas de conmutación suave.....	44
2.4.3. Topología del tanque.....	46
2.4.4. Convertidores múltiples o transformadores con múltiples devanados.....	49
2.5. Rectificador.....	52
2.5.1. Puente completo con filtro capacitivo.....	52
2.5.2. Multiplicador de tensión	52
2.6. Control	55
3. Comparativa entre Distintas Topologías	59
3.1. Inversor	59
3.1.1. Transformador.....	59
3.1.2. Resonancia	60
3.1.3. Técnicas de conmutación suave.....	62
3.1.3.1. Conmutación a corriente cero	62
3.1.3.2. Conmutación a tensión cero.....	63
3.1.4. Puente de interruptores	64

3.1.4.1. Medio Puente	64
3.1.4.2. Puente Completo.....	65
3.1.4.3. Push-Pull.....	65
3.1.5. Caso base	66
3.1.5.1. Bloque de interruptores.....	67
3.1.5.2. Rectificador onda completa	68
3.1.5.3. Inversor resonante.....	68
3.1.6. Múltiples devanados y transformadores	73
3.1.6.1. Conexión Serie-Serie	75
3.1.6.2. Conexión Paralelo-Serie	76
3.2. Rectificador.....	78
3.2.1. Multiplicador de tensión	78
3.2.1.1. Estudio de una celda	80
3.2.1.2. Generalización para N celdas	85
3.2.1.3. Equivalente del multiplicador.....	91
3.3. Control	95
3.3.1. Método de disparo.....	95
3.4. Selección de la topología	96
4. Análisis de la Topología.....	101
4.1. Análisis de las funciones.....	104
4.1.1. Resistencia equivalente.....	106
4.1.1.1. Resistencia equivalente en función de componentes.....	106
4.1.1.2. Resistencia equivalente en función de parámetros de diseño	109
4.1.2. Tensión de salida.....	109
4.1.2.1. Tensión de salida en función de componentes.....	109
4.1.2.2. Tensión de salida en función de parámetros de diseño.....	114
4.1.3. Factor de potencia.....	118
4.1.3.1. fpd en función de componentes	118
4.1.3.2. fdp en función de parámetros de diseño	122
4.1.4. Rizado	122
4.1.4.1. Rizado en función de componentes	123
4.1.4.2. Rizado en función de parámetros de diseño	126

4.1.5. Corriente en la inductancia de dispersión	128
4.1.5.1. Corriente en la bobina en función de los componentes	128
4.1.5.2. Corriente en la bobina en función de los parámetros de diseño.....	132
4.2. Análisis de resultados.....	132
5. Diseño	135
5.1. Diseño general.....	142
5.2. Diseño del prototipo.....	147
5.2.1. Diseño de PCB.....	159
6. Simulaciones del Diseño General y del Prototipo. Resultados Experimentales.....	161
6.1. Simulaciones del diseño general	161
6.2. Simulaciones diseño prototipo	163
6.3. Resultados experimentales	167
7. Conclusiones, Aportaciones y Trabajos Futuros	175
7.1. Conclusiones	175
7.1.1. Puente de interruptores	175
7.1.2. Tanque resonante	176
7.1.3. Transformador.....	177
7.1.4. Etapa rectificadora	177
7.2. Aportaciones	179
7.3. Trabajos futuros	179
Anexo A. Presupuesto.....	181
Anexo B. PCB.....	183
Anexo C. Desarrollo de Ecuaciones de Optimización	187
Anexo D. Bibliografía.....	203
Anexo E. Referencias figuras.....	209
Anexo F. Hojas de Características	211

RELACIÓN DE FIGURAS

Figura 1-1. Esquema del sistema de energía	20
Figura 1-2. Esquema de organización de la memoria	23
Figura 1-3. Constelación de satélites del sistema Galileo	25
Figura 2-1. Sputnik 1	27
Figura 2-2. Explorer 1	28
Figura 2-3. Esquema de Skylab.....	28
Figura 2-4. Cubesat	29
Figura 2-5. Propulsor de efecto Hall	31
Figura 2-6. Proba-2 ESA.....	33
Figura 2-7. Organización del capítulo.....	33
Figura 2-8. Fuerzas en un propulsor.....	34
Figura 2-9. Conservación de masa	34
Figura 2-10. Esquema propulsor DS1 NSTAR.....	37
Figura 2-11. Esquema del propulsor de efecto Hall.....	37
Figura 2-12. Esquema completo del sistema de potencia	38
Figura 2-13. Diagrama de bloques PPU.....	40
Figura 2-14. Modelo ideal del transformador	42
Figura 2-15. Modelo del transformador con parámetros relacionados al campo magnético	42
Figura 2-16. Modelo de transformador con parámetros relacionados con campo magnético y capacidad parásita del devanado	43
Figura 2-17. Convertidor resonante paralelo LC-LC	43
Figura 2-18. Variación de la ganancia en función de la relación entre capacidad parásita y condensador externo.....	44
Figura 2-19. Trayectorias de conmutación de semiconductores	45
Figura 2-20. ZCS.....	45
Figura 2-21. ZVS	46
Figura 2-22. Convertidor PP en fuente de tensión	47
Figura 2-23. Convertidor PP en fuente de corriente.....	47
Figura 2-24. Convertidor ZVS resonante LCL	48
Figura 2-25. Convertidor ZVCS resonante	48

Figura 2-26. Convertidor PP en fuente de corriente ZVS-ZCS resonante	48
Figura 2-27. Convertidor de dos etapas: elevador y resonante PP	50
Figura 2-28. Convertidor resonante con doblador de corriente en la entrada y doblador de tensión en la salida.	51
Figura 2-29. Equivalente del rectificador.....	52
Figura 2-30. Esquema del multiplicador de tensión.....	53
Figura 2-31. Multiplicador Dickson.....	53
Figura 2-32. Posición de los polos (*) y ceros (o) de la función de transferencia frente al número de etapas	54
Figura 3-1. Modelo del transformador real sin pérdidas	59
Figura 3-2. Modelo simplificado del transformador	60
Figura 3-3. Tanques A, B, C, D, E, F, G y H	62
Figura 3-4. Tanque serie paralelo.....	62
Figura 3-5. ZCS.....	63
Figura 3-6. ZVS	64
Figura 3-7. Medio puente	65
Figura 3-8. Puente completo	65
Figura 3-9. <i>Push-Pull</i>	65
Figura 3-10. Caso base	66
Figura 3-11. Circuito equivalente caso base	67
Figura 3-12. $V_{inpuente}$	68
Figura 3-13. Rectificación posterior.....	74
Figura 3-14. Rectificación previa.....	74
Figura 3-15. Múltiples devanados Serie-Serie	75
Figura 3-16. Múltiples devanados Paralelo-Serie	76
Figura 3-17. Circuito equivalente Paralelo-Serie.....	76
Figura 3-18. Multiplicador CW, inverso CW, simétrico CW, simétrico inverso CW	79
Figura 3-19. Celda básica multiplicación.....	80
Figura 3-20. Corriente por los condensadores, diodos y carga y tensión en condensadores y entrada	81
Figura 3-21. Celda básica en t.....	81
Figura 3-22. Celda básica en $tm1$	83

Figura 3-23. Celda básica en t+.....	84
Figura 3-24. Tensión de salida con generador de onda cuadrada, senoidal y triangular.....	87
Figura 3-25. Detalle de la tensión de salida.....	87
Figura 3-26. Multiplicador cinco celdas.....	88
Figura 3-27. Multiplicador cinco celdas t-.....	89
Figura 3-28. Corriente en los condensadores, diodos y carga y tensión de entrada.....	90
Figura 3-29. Tensión en condensadores.....	90
Figura 3-30. Multiplicador cinco celdas tm.....	91
Figura 3-31. Circuito equivalente tanque y multiplicador.....	93
Figura 3-32. Puente transistores.....	95
Figura 3-33. Corrientes y tensiones de disparo en transistores. Vinpuente.....	95
Figura 3-34. Convertidor propuesto.....	99
Figura 4-1. Grafo de dependencias.....	102
Figura 4-2. Esquema del convertidor.....	103
Figura 4-3. M vs x	106
Figura 4-4. r_e vs N (en función de componentes).....	107
Figura 4-5. r_e vs L_d	107
Figura 4-6. r_e vs C_t	108
Figura 4-7. r_e vs R_L (en función de componentes).....	108
Figura 4-8. r_e vs n (en función de componentes).....	108
Figura 4-9. r_e vs C (en función de componentes).....	109
Figura 4-10. V_o vs N (en función de componentes).....	111
Figura 4-11. V_o vs L_d	111
Figura 4-12. V_o vs C_t	112
Figura 4-13. V_o vs R_L (en función de componentes).....	112
Figura 4-14. V_o vs n (en función de componentes).....	113
Figura 4-15. V_o vs C (en función de componentes).....	113
Figura 4-16. V_o vs N (en función de parámetros).....	115
Figura 4-17. V_o vs f	115
Figura 4-18. V_o vs Ql	116
Figura 4-19. V_o vs R_L (en función de parámetros de diseño).....	116
Figura 4-20. V_o vs C (en función de parámetros de diseño).....	117

Figura 4-21. V_o vs n (en función de parámetros de diseño)	117
Figura 4-22. f_{dp} vs N	119
Figura 4-23. f_{dp} vs L_d	120
Figura 4-24. f_{dp} vs C_t	120
Figura 4-25. f_{dp} vs R_L	120
Figura 4-26. f_{dp} vs n	121
Figura 4-27. f_{dp} vs C	121
Figura 4-28. f_{dp} vs Q_l	122
Figura 4-29. ΔV_o vs N (en función de componentes).....	123
Figura 4-30. ΔV_o vs L_d	124
Figura 4-31. ΔV_o vs C_t	124
Figura 4-32. ΔV_o vs R_L (en función de componentes)	124
Figura 4-33. ΔV_o vs n (en función de componentes).....	125
Figura 4-34. ΔV_o vs C (en función de componentes).....	125
Figura 4-35. ΔV_o vs N (en función de parámetros de diseño).....	126
Figura 4-36. ΔV_o vs f (en función de parámetros de diseño)	126
Figura 4-37. ΔV_o vs Q_l	127
Figura 4-38. ΔV_o vs R_L (en función de parámetros de diseño)	127
Figura 4-39. ΔV_o vs C (en función de parámetros de diseño).....	127
Figura 4-40. ΔV_o vs n (en función de parámetros de diseño).....	128
Figura 4-41. i_{Ld} vs N (en función de componentes)	129
Figura 4-42. i_{Ld} vs L_d	130
Figura 4-43. i_{Ld} vs C_t	130
Figura 4-44. i_{Ld} vs R_L	131
Figura 4-45. i_{Ld} vs n	131
Figura 4-46. i_{Ld} vs C	131
Figura 5-1. V_{prim} e i_{ld} con $Q_l=1$	139
Figura 5-2. i_{Ld} y V_{prim} con multiplicador	140
Figura 5-3. Diagrama de flujo de diseño.....	141
Figura 5-4. Q_l vs N	142
Figura 5-5. f_{dp} vs N	143
Figura 5-6. Circuito equivalente del ensayo de vacío	149

Figura 5-7. Ensayo de vacío.....	149
Figura 5-8. Ensayo de vacío. Frecuencia de resonancia.....	150
Figura 5-9. Circuito equivalente en ensayo de cortocircuito.....	151
Figura 5-10. Ensayo de cortocircuito	151
Figura 5-11. Circuito equivalente del prototipo	152
Figura 5-12. Esquema prototipo.....	157
Figura 5-13. Componentes prototipo	158
Figura 5-14. PCB con referencias componentes	159
Figura 6-1. Corriente en la bobina, tensión el primario y corriente en la fuente.....	161
Figura 6-2. Tensión en la carga.....	162
Figura 6-3. i_{Ld} y V_{prim} prototipo teórico.....	163
Figura 6-4. V_o e I_{in} prototipo teórico	164
Figura 6-5. V_o e I_{in} . Prototipo teórico $D=60\%$	165
Figura 6-6. V_{prim} e i_{Ld} . Prototipo teórico $D=60\%$	165
Figura 6-7. i_{Ld} y V_{prim} prototipo real.....	166
Figura 6-8. I_{in} y V_o prototipo real.....	166
Figura 6-9. v_{ref_ctrl} , v_{GS1} y v_{GS3}	168
Figura 6-10. v_{ref_ctrl} , v_{GS2} y v_{GS4}	168
Figura 6-11. v_{ref_ctrl} , v_{DS1} y v_{DS3}	169
Figura 6-12. v_{ref_ctrl} v_{DS2} y v_{DS4}	169
Figura 6-13. v_{ref_ctrl} , V_{prim} y $V_{inpuente}$	170
Figura 6-14. V_{prim} y V_{sec}	170
Figura 6-15. V_{prim} e i_{Ld}	171
Figura 6-16. V_{prim} , V_{sec} e i_{Ld}	171
Figura 6-17. V_{sec} , V_{c1} , V_{c5} y V_o	172
Figura 6-18. V_{sec} , V_{c3} , V_{c7} y V_o	172
Figura Anexo B 1. Capa TOP	183
Figura Anexo B 2. Distribución de componentes	183
Figura Anexo B 3. Capa BOTTOM.....	184
Figura Anexo B 4. Planta PCB.....	184
Figura Anexo B 5. Vista en perspectiva PCB	185

RELACIÓN DE TABLAS

Tabla 1-1. Resumen de especificaciones.....	26
Tabla 3-1. Factores de impedancia, tensión y rizado de multiplicadores.....	86
Tabla 4-1. r_e en función de componentes	109
Tabla 4-2. V_o en función de componentes	113
Tabla 4-3. V_o en función de parámetros de diseño.....	118
Tabla 4-4. f_{dp} en función de componentes	122
Tabla 4-5. ΔV_o en función de componentes	125
Tabla 4-6. ΔV_o en función de parámetros diseños	128
Tabla 4-7. i_{Ld} en función de componentes.....	132
Tabla 4-8. Análisis en función de componentes.....	132
Tabla 4-9. Análisis en función de parámetros de diseño.....	133
Tabla 5-1. f_{dp} , f_{distor} y $f_{desplaz}$	138
Tabla 5-2. Especificaciones diseño general	142
Tabla 5-3. Resumen de componentes diseño general.....	147
Tabla 5-4. Componentes diseño prototipo	156
Tabla 6-1. Valores teóricos y simulados	162
Tabla Anexo A 1. Coste material	181
Tabla Anexo A 2. Coste personal.....	182
Tabla Anexo A 3. Coste total	182

LISTA DE ACRÓNIMOS

MOSFET: *Metal oxide semiconductor field effect transistor*

IGBT: *isolated gate bipolar transistor*

PPU: *power processing unit*

NASA: *National Aeronautics and Space Administration*

ESA: *European Space Agency*

COTS: *Commercial off the shelf*

CC: Corriente continua

CA: Corriente alterna

HET: *Hall effect thruster*

DCIU: *Digital control interface unit*

ZCS: *Zero current switching*

ZVS: *Zero voltage switching*

HVDC: *High voltage direct current*

PSK: *Phase shift keying*

1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

1.1. RESUMEN Y OBJETIVOS

Este Proyecto Fin de Carrera tiene como objetivo el diseño del convertidor de potencia para la propulsión eléctrica de un microsátélite.

El sector de los satélites ha sufrido una rápida evolución en las últimas décadas. El avance en la propulsión eléctrica, junto con la posibilidad que brindan las energías renovables y la miniaturización de los sistemas electromecánicos, ha obligado al replanteamiento de las sondas espaciales.

La fuerza que impulsa al dispositivo tiene su origen en fenómenos electromagnéticos, en lugar de en la combustión de un derivado del petróleo. Evidentemente, el cambio de tecnología en el propulsor afecta a la totalidad del satélite. Pero sin duda, es el sistema de potencia el que sufre una mayor transformación. La introducción del propulsor eléctrico y de energía solar otorga un papel fundamental a la electrónica. La razón es que la energía que se produce en las células solares presenta tensión continua de bajo voltaje, mientras que el propulsor, necesita tensión también continua, pero de alto voltaje.

El objetivo, por tanto, es diseñar un convertidor que acondicione los niveles de tensión para el correcto funcionamiento del propulsor. El sistema completo de potencia se compone de más elementos de los que en el presente trabajo se van a abordar. Este proyecto se centra en el diseño del convertidor, quedando al margen otras partes del sistema como son, por ejemplo, los paneles fotovoltaicos o el sistema de control. Sin embargo, no se puede llevar a cabo un diseño como éste ignorando otros módulos del sistema. Las interrelaciones entre ellos son lo suficientemente poderosas para descartar ciertas alternativas de diseño en base a características módulos anejos. Es decir, una cierta decisión concerniente al convertidor puede quedar determinada por una circunstancia del sistema de control. Por ello, aunque no pertenezcan al alcance del proyecto otras partes del sistema de potencia, no se puede diseñar al margen de ellos. Esta es la razón por la que a lo largo del documento se hará referencia en diversas ocasiones a estos módulos.

Un esquema del sistema de energía se muestra en Figura 1-1. En ella se representan los distintos subsistemas de que se compone. Entre ellos están los paneles fotovoltaicos (*Solar Array*), de los que se extrae la energía. Una vez regulada (*Power Conditioning Unit*) es distribuida (*Power Distribution Unit*) a las distintos equipos. Se consideran *Payloads* a los equipos que el satélite tiene a bordo para llevar a cabo su misión, por ejemplo, en un satélite de comunicaciones serían los transpondedores. Existen otro tipo de equipos que requieren energía para el funcionamiento básico del satélite y son los englobados en *System Bus*. Este es el caso del sistema de propulsión.

En concreto, el proyecto tiene como objetivo el subsistema denominado *Power Processing Unit (PPU)*. En este módulo se acondiciona la energía regulada previamente para poder alimentar al propulsor en la forma que necesita.

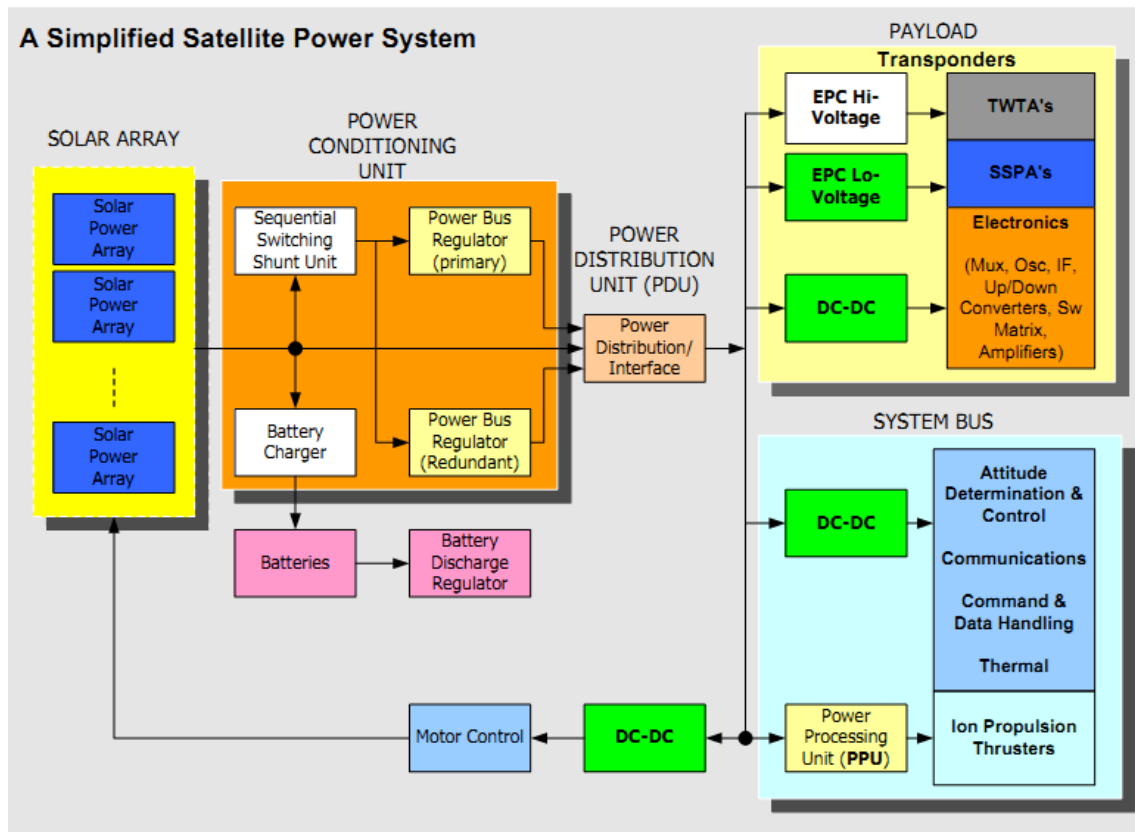


Figura 1-1. Esquema del sistema de energía [1]

Además de satisfacer las especificaciones técnicas que serán descritas posteriormente, no se debe perder de vista ni el ámbito en que el convertidor deberá operar, ni la filosofía de los nuevos microsátélites. La nueva generación de microsátélites tiene como objetivo reducir los costes. Así se consigue abrir el sector a cualquier entidad, pública o privada, sin que ésta deba tener un enorme capital para sufragar los costes asociados a una de estas misiones. Probablemente, una de las palabras clave de la filosofía es *low cost* (bajo coste). Este giro de la industria aeroespacial hacia la empresa privada permite la entrada de mucho más entes en el proceso, no sólo las tradicionales grandes agencias espaciales como la NASA (*National Aeronautics and Space Administration*) o la ESA (*European Space Agency*).

En concreto, la fuente de alimentación que se precisa, presenta dos grandes dificultades:

- ❖ La primera es la elevada ganancia. El tipo de sonda en el que irá embarcado este convertidor será de pequeñas dimensiones. Por ello, el tamaño de los paneles solares instalados no podrá ser excesivo. Esto provoca que la tensión generada no será elevada. El voltaje necesario para que el propulsor pueda ionizar el gas será de varias decenas de kilovoltios. Esto supone una ganancia global superior a 1000V/V.
- ❖ La segunda es la baja potencia. La limitación en el tamaño de los paneles trae consigo la limitación de la potencia generada. Por todos es sabida la baja eficiencia conseguida por células fotovoltaicas. Esto hace que la potencia

disponible sea pequeña, haciendo crítica la masa del dispositivo, que se convierte en un factor muy determinante.

En cualquier caso, obtener alta ganancia en tensión, consiguiendo alta tensión en la salida, con una potencia inferior a 10W y hacerlo de forma eficiente supone el principal reto de este proyecto.

1.2. MOTIVACIONES

La necesidad de este convertidor es primordial en el desarrollo de satélites de propulsión eléctrica, ya que la energía, en la forma en que se genera, no es válida para alimentar el propulsor. La principal motivación para llevar a cabo este proyecto es estudiar la tecnología usada en la actualidad, además de las tendencias por venir, y diseñar dicho convertidor.

Las características del convertidor en sí, le convierten en un excelente candidato para otras múltiples aplicaciones en un amplio rango de potencias.

- ❖ Cada día hay más necesidad de convertidores que produzcan alta tensión. Equipos de rayos X, magnetrones, equipos de comunicación de satélites, sistemas de radar, ionización de ozono, son algunas de las que se pueden nombrar. También se pueden citar algunas más novedosas como son los sistemas HVDC (*High voltage direct current*) para transmisión de energía eléctrica en líneas de alta tensión. Concretamente, el diseño que se llevará a cabo en el presente proyecto exige una extrema ganancia en tensión. Normalmente, cuando se piensa en aplicaciones que requieren alta ganancia, ésta suele ser más moderada. Esto se debe a que parten de un nivel de tensión de alimentación más elevado o bien, la que requieren en la salida es menor.
- ❖ Existe otro campo donde podría tener cabida, por su perfil elevador, y es en el sector de las energías renovables. En especial, las aplicaciones fotovoltaicas o de pilas de combustible solicitan convertidores elevadores ya que, por su naturaleza, proporcionan tensión continua de bajo voltaje. Hoy en día la sostenibilidad y la eficiencia, junto con el uso de energías limpias, ha hecho, y continúa haciendo caer en desuso a las fuentes de energía no renovables. Poco a poco, se van eliminando de todos los ámbitos, desde el consumo individual hasta la industria. Por ello, los convertidores optimizados para alimentación con este tipo de energía han copado la temática investigadora en el entorno de la electrónica de potencia y hay una gran demanda de ellos [Lin, Dong, & Chen, 2011]. Una muestra clara de esto se tiene en el capítulo del estado de la técnica. Buena parte de la bibliografía citada concierne a artículos orientados a convertidores para energías renovables.

En la actual coyuntura económica, en que la industria aeroespacial ha sufrido severos recortes, como en la NASA, este perfil de convertidor no se ha visto afectado. Los motivos son varios. Se puede destacar que a pesar de que se hayan reducido muchas inversiones en este

sector, la tendencia adquirida en los últimos tiempos de evitar soluciones propietarias y optar por soluciones colaborativas entre distintas partes ha permitido continuar con muchos programas. Además, el menor tiempo de desarrollo de las misiones, respecto a las propias de unas décadas atrás, hace que las empresas no tengan inmovilizado tanto capital a largo plazo.

También se puede señalar como motivo los otros campos en que pueden funcionar estos convertidores. Los sistemas de potencia alimentados a baja tensión y que precisan altos voltajes en la salida, o al menos, necesitan elevar el nivel de tensión en la salida, se han extendido rápidamente. Se ha generado una gran necesidad de ellos, respaldados por el empuje de las energías alternativas y las aplicaciones de alta tensión. Todo ello, hace de este tipo de convertidor un atractivo valor en alza, y lo que es aún más positivo, con un vasto territorio por explorar.

1.3. ORGANIZACIÓN Y FASES DE DESARROLLO

Cuando uno trata de investigar sobre alguna aplicación del ámbito de la ingeniería espacial, se encuentra con un primer escollo que salvar: la dificultad para encontrar información. El hecho de que muchas de las aplicaciones sean propiedad de agencias gubernamentales, lo hace más difícil si cabe. Es relativamente sencillo encontrar documentación descriptiva sobre los avances en el sector, pero que no profundiza en el tema. Por ello, una importante parte y tiempo del proyecto ha sido dedicada a la investigación del estado de la técnica.

La memoria está organizada en 7 capítulos. También se incluyen varios anexos como el presupuesto, las hojas de características y demás documentación adicional. En el presente epígrafe se plantea el problema a resolver. Se define el alcance del proyecto y las razones que llevan a cubrir esta necesidad. Se describe la organización de la memoria y la metodología seguida a lo largo del diseño. A continuación se estipulan las especificaciones técnicas de la misión de la ESA que se toma como referencia. Por último, se describe ligeramente la evolución sufrida por las sondas espaciales y se presenta el sector tal y como está en la actualidad. Esta descripción se hace desde un punto de vista general y se centra principalmente en los cambios sufridos en los últimos años para mostrar la razón por la que la situación es ésta y no otra.

El segundo capítulo analiza el estado de la técnica. En este punto se estudian distintas soluciones de convertidores de potencia con requerimientos cualitativamente similares. Se presentan referencias a artículos, libros y congresos en que se abordan estos temas.

En el siguiente capítulo se analizan y comparan diversas opciones topológicas para satisfacer los requisitos. Se estudian opciones para el inversor, así como para el rectificador. Simultáneamente se analizan ventajas y desventajas que irán formando una idea de la idoneidad de la alternativa. El capítulo se apoya en la información de la bibliografía y para ilustrarlo mejor, se aportan simulaciones. Al final del capítulo se hace uso de toda esa información para justificar la selección hecha en cuanto a la topología.

Una vez elegida, en el siguiente capítulo, se estudiará, en mayor profundidad la solución seleccionada. Se obtendrán ecuaciones analíticas que permitan extraer criterios para el diseño.

Posteriormente se llevará a cabo el diseño del sistema especificado en la misión y de un prototipo a escala reducida, que permita estudiar el comportamiento real.

A continuación se analizarán los resultados experimentales extraídos del prototipo para validar el modelo y el diseño, y se describirán posibles mejoras o líneas de futura investigación.

Para acabar, uniendo la información del estudio teórico y de la experiencia dada por el prototipo se extraerán las conclusiones pertinentes. Asimismo se presentarán varias mejoras que podrían llevarse a cabo. También en este capítulo se mostrarán varias líneas de investigación futura, en previsión de los cambios que tendrán lugar en el sector y de las actuales investigaciones.

En Figura 1-2 se observa un diagrama que ilustra la organización descrita.



Figura 1-2. Esquema de organización de la memoria

1.4. ESPECIFICACIONES TÉCNICAS

El sistema de potencia a diseñar, debe cumplir los requisitos impuestos por el propulsor que se montará en un microsátélite. Además de las especificaciones numéricas que se expondrán a continuación, no se puede perder de vista la naturaleza de la misión. Tan importante es cumplir los valores numéricos de tensión o potencia, como lograr la mayor integración posible y usar componentes COTS (*Commercial off the shell*). El objetivo es crear un convertidor CC-CC (Corriente continua) con las siguientes características cualitativas:

- ❖ Bajo coste
- ❖ Bajo tiempo de desarrollo
- ❖ Baja masa y tamaño pequeño
- ❖ Diseño modular

Los requerimientos que se tienen de la misión son los iniciales, sujetos a posibles modificaciones. La masa del sistema de potencia completo debe estar entre 10 y 20kg, con el propulsor incluido. De la citada masa, entre 150g y 1kg, es la asignada al hardware del módulo del microsátélite, mientras que el resto será debida al propelente. Esto significa que el convertidor de potencia tiene que ser bastante ligero. Sabiendo que la mayor masa se deberá a los elementos magnéticos, es vital elegir los componentes de modo que se aproveche al máximo cada uno.

Cualquier ahorro en masa supone que un mayor porcentaje de la potencia nominal se traduce en empuje del dispositivo, por lo que cuanto más ligero sea, mejor. Los microchips que presumiblemente se usarán, tienen una masa prácticamente despreciable, por lo que se deberá controlar principalmente el impacto del transformador y de las posibles bobinas que se usen, en la masa total. Esta es la razón por la cual se busca la integración magnética en el diseño.

En principio la misión prevé la presencia de un número de microsátélites entre uno y seis. Puesto que las especificaciones corresponden a una misión genérica que trata de validar un diseño general, con idea de ser usado en múltiples operaciones posteriores, hay cierta indeterminación, o de algún modo, cierta flexibilidad en los requerimientos. En Figura 1-3 se muestra la constelación de satélites del sistema de posicionamiento Galileo. Este sistema se compone de un mayor número de unidades del especificado en la misión. Sin embargo, para ilustrar la idea es válida. En cualquier caso, el número de dispositivos que compongan el sistema final no será tan determinante en el diseño del convertidor de potencia como puede serlo en otros elementos del satélite.

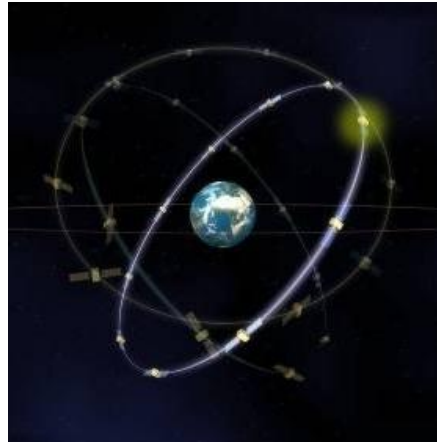


Figura 1-3. Constelación de satélites del sistema Galileo [2]

La energía provendrá de placas fotovoltaicas que producirán una tensión de entre 5 y 8V. A la salida, el convertidor debe alimentar al propulsor con una tensión nominal de 25kV. Esto supone, en el caso más desfavorable, una ganancia de 5000V/V. Es evidente que con tal magnitud no bastará un simple transformador. Habrá que elevar la ganancia en tensión con algún otro mecanismo. Esta característica unida a que cada unidad sólo tendrá disponible una potencia de entre 1W y 10W, dificulta significativamente el diseño. Los mayores retos que presenta el convertidor, son por tanto, obtener esta alta tensión con baja corriente y baja potencia.

La tensión de salida debe ser regulable y capaz de alcanzar desde 1kV hasta 25kV. Esto condiciona el método de control. Una variación tan amplia puede obligar a llevar a cabo un control basado en varias variables, en caso de que no sea posible recorrer todo el rango con una. Si el barrido puede realizarse con una única variable, el método de control será mucho más sencillo. En principio, las dos variables más susceptibles de ser usadas para la regulación, son la frecuencia y el ciclo de trabajo. Entre ambas, la frecuencia tiene la desventaja de que afecta a la producción de interferencias electromagnéticas. Esto, en un entorno en que las comunicaciones son tan importantes, parece, cuanto menos, problemático. Por ello, en principio, se considerará regulación por ciclo de trabajo. Aunque el diseño del sistema de control no entre en el alcance del proyecto, se realizarán algunas pruebas con un sistema realimentado, con el esquema más sencillo posible. Esta parte, dará pie a un gran campo de mejora del diseño.

Tampoco se cuantifican condiciones de rizado. El rizado de la tensión de salida se considerará aceptable siempre que sea inferior al 1% de dicha tensión. Este es un valor bastante típico en convertidores de continua.

La frecuencia es un factor realmente delicado en este entorno. La razón está en los problemas que pueden surgir en el entorno de la compatibilidad electromagnética. Puesto que no se especifica nada al respecto, se aceptará cualquier frecuencia en el orden de cientos de kilohertzios. En principio, será positivo aumentar la frecuencia porque conlleva la reducción de tamaño de los elementos magnéticos, que son los más críticos en cuestión de masa y tamaño. A pesar de esto, tampoco resulta conveniente elevar hasta el orden de megahertzios la frecuencia,

ya que en este rango pueden producirse interferencias en las comunicaciones y aumentan mucho las pérdidas en los semiconductores.

El resto de especificaciones conciernen al propulsor propiamente dicho, por lo que no se analizarán aquí.

Resumiendo, se pretende diseñar un convertidor que transforme la tensión continua que generan las placas solares a una tensión entre 5 y 8V, hasta tensión continua de 1kV a 25kV, con una potencia inferior a 10W. Para conseguir esta ganancia se dividirá el convertidor en una etapa inversora CC-CA (corriente continua – corriente alterna) que permita obtener parte de esta ganancia, y una posterior rectificadora CA-CC, acopladas a través de un transformador elevador.

Magnitud	Valor
Tensión de entrada	5-8V
Tensión de salida	25kV
Potencia	1-10W
Rizado de tensión de salida	<1%

Tabla 1-1. Resumen de especificaciones

El objetivo global del proyecto será determinar cuál es la topología más adecuada para satisfacer las especificaciones anteriores, resumidas en Tabla 1-1.

2. ESTADO DE LA TÉCNICA

2.1. INTRODUCCIÓN

Los satélites han tenido múltiples aplicaciones desde sus inicios. Algunos han cubierto misiones de espionaje, otros científicas, y también los hay de comunicaciones. Aunque en muchos ámbitos, y sobre todo en los primeros tiempos, se consideraron un capricho caro e inútil, han traído progreso en el día a día a los ciudadanos, como son las comunicaciones como hoy las entendemos. Muchas fueron las voces en contra de los “derroches” económicos que suponían las misiones espaciales. Aun así, las grandes potencias, principalmente Estados Unidos y Rusia, y posteriormente Europa, prosiguieron con sus programas. Gracias a ellos, tenemos un mayor y mejor conocimiento de nuestro planeta, podemos tener información meteorológica, disfrutamos de un sistema de comunicación impensable de otro modo, además de los descubrimientos científicos que se han hecho gracias a la información recolectada en estas misiones. Otra consecuencia positiva de este tipo de misiones es que muchas de las aplicaciones desarrolladas específicamente para este ámbito han traspasado las fronteras del sector, llegando al gran público con mínimas modificaciones.

La evolución sufrida por estos dispositivos es más que significativa. Basta un simple vistazo a las Figura 2-1 y Figura 2-12.

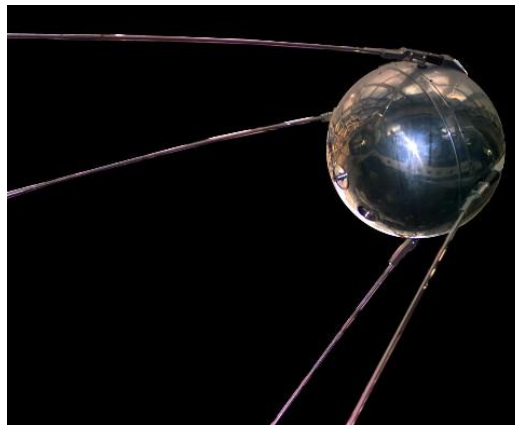


Figura 2-1. Sputnik 1 [3]

Aquí puede verse el primer satélite artificial lanzado desde la Tierra, el Sputnik (Figura 2-1). La misión perteneció a la Unión Soviética. Fue lanzado el 4 de Octubre de 1957. La masa del vehículo era de 83kg aproximadamente.

Apenas unos meses después se puso en órbita el primer satélite bajo el programa americano, llamado Explorer 1 (Figura 2-2). El objetivo de éste era de corte científico. Se trataba de medir el índice de radiación de rayos cósmicos en el entorno del planeta. Su masa era de 14 kg.



Figura 2-2. Explorer 1 [4]

Posteriormente se entró en una etapa en la que el tamaño y masa de las sondas creció bruscamente al superarse los obstáculos iniciales del lanzamiento.

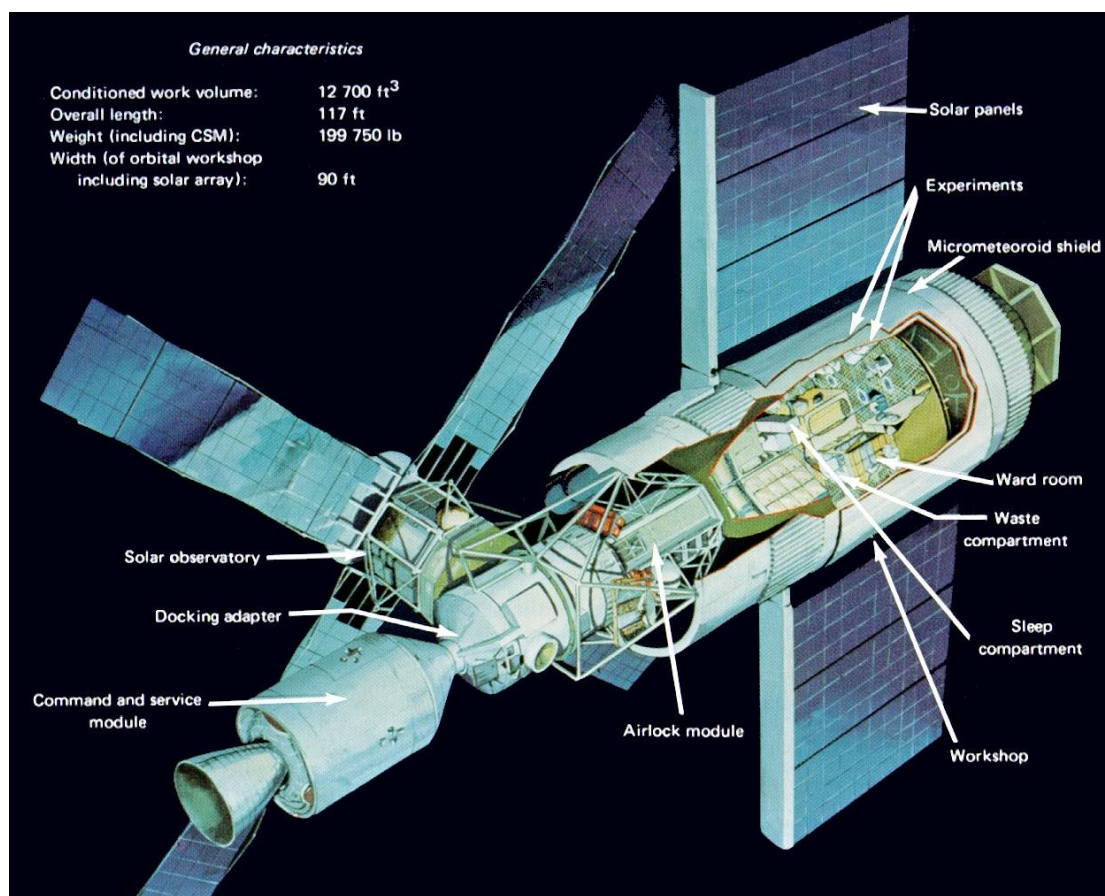


Figura 2-3. Esquema de Skylab [5]

La Figura 2-3 muestra un diagrama de la nave Skylab, la primera estación espacial de la NASA. Esta imagen muestra un modelo más cercano al que estamos acostumbrados a ver. La masa era cercana a las 100tn.

Abajo se muestra un nuevo concepto de satélite que está adquiriendo gran relevancia en los últimos años. Son los llamados *CubeSat*. Estos nanosatélites siguen una especificación nacida de la colaboración de las universidades de California y Stanford. Con este programa se pretende dar unas directrices para el desarrollo de programas espaciales a instituciones

principalmente académicas, aunque también empresas privadas han desarrollado algunos de estos dispositivos. Son naves con un tamaño inferior a un cubo de 10cm de lado y masa próxima a 1kg. En Figura 2-4 se puede apreciar el tamaño de la sonda y su aspecto genérico.

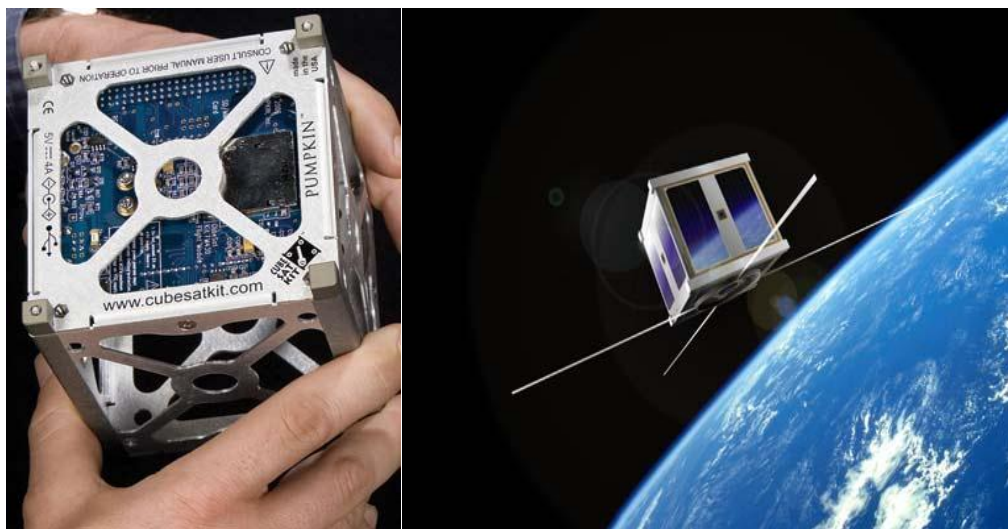


Figura 2-4. Cubesat [6]

Unos de los factores que más han cambiado han sido el tamaño y la masa, como muestran las imágenes anteriores. Ambas magnitudes están íntimamente relacionadas y han ido de la mano prácticamente siempre.

En los comienzos, los satélites eran relativamente pequeños debido a las limitaciones presentes en el lanzamiento.

Una vez superadas estas adversidades en la lanzadera, se desarrollaron equipos de mayor tamaño y masa como las grandes plataformas de comunicaciones lanzadas el siglo pasado. Un valor típico de masa de estas estaciones de comunicaciones es de varias toneladas.

En las últimas décadas, sin embargo, se ha impulsado la disminución de tamaño y masa de nuevo. La razón está en el objetivo de usar energías renovables en detrimento de combustibles fósiles. En una sociedad en la que cada vez se es más consciente de las necesidades de sostenibilidad en todas las aplicaciones, la integración de energías alternativas en estas soluciones es sin duda un punto a favor.

Además, debido a la escasa potencia que en una aplicación así se puede obtener usando energía fotovoltaica, se busca reducir tanto como sea posible la masa del aparato. Se prevé que la eficiencia en el aprovechamiento de la energía solar crezca, permitiendo diseñar aparatos de mayor masa que los que ahora mismo hay en funcionamiento con esta energía. Sin embargo, la idea de sustituir las grandes estaciones de comunicaciones por nuevos equipos alimentados con energía solar está, a día de hoy, muy lejana [Torres Riera].

Este cambio en el tamaño y masa de los equipos ha dado lugar a una clasificación atendiendo a la masa. Los límites son difusos y hay criterios bastante dispares, pero se suelen considerar los siguientes rangos:

- ❖ Minisatélite: masa inferior a 1000kg
- ❖ Microsatélite: masa comprendida entre 100 y 1000kg, aunque algunos autores expanden la frontera hasta los 20-50kg
- ❖ Nanosatélites: masa inferior a 10kg.

La realidad es que esta clasificación, que inicialmente tenía en cuenta únicamente la masa, se ha hecho más flexible, considerando más la concepción general del aparato y no tan rígidamente la masa.

El uso de energías limpias en el espacio exige un replanteamiento del aparato en sí. No sólo del sistema de potencia y del propulsor, sino de la totalidad del sistema. La limitación en la potencia obliga a la reducción del peso y ésta, reduce el equipamiento que el satélite puede llevar embarcado. Ahí nace la idea de las constelaciones de pequeños satélites. Como en muchos avances en la tecnología, la relación no ha sido exactamente causa-efecto, sino que el desarrollo simultáneo de distintas tecnologías ha ido redirigiendo al sector a la posición que ahora mismo tiene. Los avances que han posibilitado esta filosofía han sido:

- ❖ Sistemas informáticos distribuidos. Es evidente que sin el desarrollo de estos sistemas informáticos que brindan la oportunidad de cooperación entre satélites, esta constelación no sería operativa. Y un dispositivo aislado de estas características pierde toda funcionalidad.
- ❖ Red de comunicaciones. Sin una infraestructura potente de comunicaciones el sistema distribuido no tendría sustento y no podría operar.
- ❖ Propulsores eléctricos. Prevalecen por sus ventajas, que posteriormente se enumerarán, y sobre todo, porque el mayor obstáculo que tienen frente a los químicos, su incapacidad de entregar potencias elevadas, es superado al diseñarse equipos de baja potencia.
- ❖ Miniaturización de electrónica y sistemas electromecánicos. Esto ha traído consigo una sustancial reducción de coste y ha permitido la entrada en el sector de capital privado, posibilitando a las empresas a competir en este exigente mercado y favoreciendo la competencia.

Se pueden nombrar infinidad de circunstancias adicionales que han contribuido a que la tendencia sea ésta y no otra. Lo que es innegable es que en el escenario actual prima el tamaño y masa, y no parece que esto vaya a cambiar sustancialmente.

Dentro de los citados propulsores de naturaleza eléctrica se engloban muchas variantes de propulsor. Básicamente hacen uso de campos eléctricos muy intensos que producen la ionización de las partículas de un fluido, llamado comúnmente propelente. Una vez ionizadas, sufren las fuerzas electrostáticas que las aceleran, produciendo el empuje requerido. Algunas variantes combinan los efectos electrostáticos con campos magnéticos para mejorar las prestaciones. En cualquier caso se sustituye el tradicional mecanismo de reacción explosiva con

combustible fósil, por una alimentación directa de energía solar a través de paneles fotovoltaicos.

La Figura 2-5 muestra varias imágenes de propulsores de naturaleza eléctrica. En concreto, de efecto Hall. Este dispositivo fue el elegido en la primera misión de la ESA con propulsión eléctrica. Fue fabricado por la compañía francesa SNECMA.

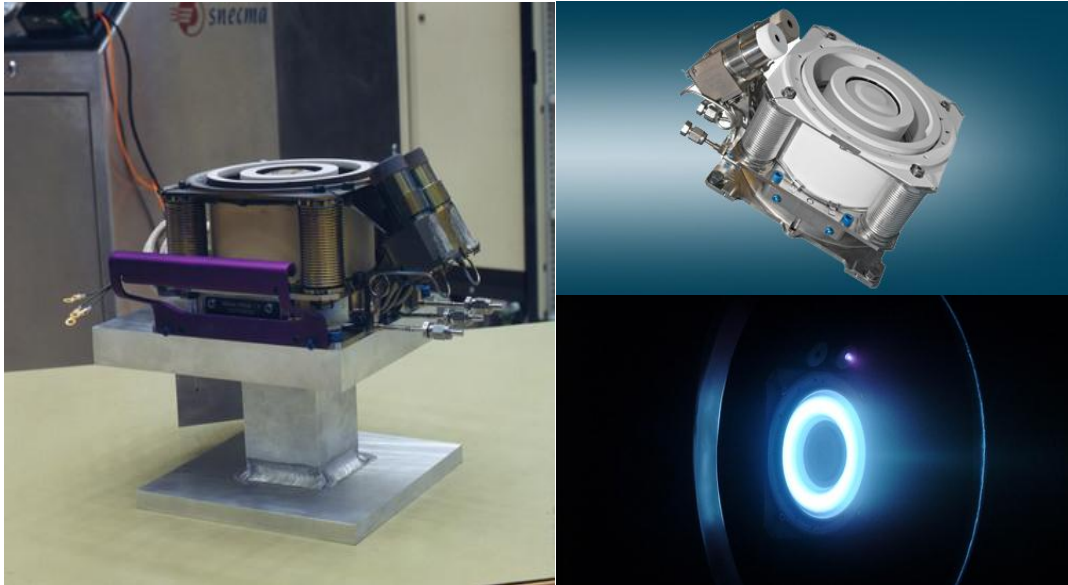


Figura 2-5. Propulsor de efecto Hall [7]

A priori parece difícil creer que las prestaciones de los mini y microsatélites puedan ser superiores a las de los grandes satélites de hace apenas una o dos décadas. Sin embargo, teniendo en cuenta las posibilidades que brinda una gran plataforma de comunicaciones y las que ofrece una constelación de pequeños satélites la cosa se vuelve más pareja. Un microsatélite aislado apenas puede implementar una funcionalidad completa, quedando limitado a medida de parámetros atmosféricos y comunicaciones en diferido. Por el contrario, las opciones que ofrece una constelación de microsatélites son casi infinitas.

Un sistema distribuido como éste tiene la ventaja de la modularidad y flexibilidad sobre un sistema tradicional. Un dispositivo independiente encuentra una importante limitación en la potencia nominal, ya que a medida que se hace mayor el tamaño y masa del equipo, más potencia se necesita, obligando a un aumento del combustible y por tanto de masa, sin olvidar las exigencias que supone para la plataforma de lanzamiento. La posibilidad de enviar módulos de menor tamaño que se pueden ir añadiendo en función de las necesidades y sin que, además, exista limitación final de potencia (ya que cada módulo funciona autónomamente) y de número de dispositivos (al margen del propio sistema de comunicación e informático que gestione la cooperación de los mismos) abre un amplio campo de posibilidades.

Por último, hay que destacar la reducción de riesgo por tener varios equipos en lugar de únicamente uno. Si se produce un error o avería no tiene porqué perderse la funcionalidad completa. En caso de avería muy grave siempre se puede sustituir el dispositivo que ha fallado, produciendo menores inconvenientes que si se tuviera que reparar o sustituir el original.

Esta nueva concepción se apoya en la idea de los sistemas informáticos distribuidos citados anteriormente. La idea consiste en dotar a los módulos de un potente sistema de comunicaciones que permita la interacción entre equipos y posibilite la ejecución de un sistema informático que se encargue de gestionar las tareas realizadas conjuntamente. Cada uno de ellos, tendrá sólo algunas funciones asignadas o partes de ellas, y gracias a la colaboración podrán realizar tareas que independientemente no podrían realizar.

Desde el punto de vista del sistema de potencia, el cambio es total. Se pasa de un propulsor de naturaleza explosiva a uno eléctrico-electromagnético. Por esto, la electrónica adquiere un papel primordial en el propulsor, ya que la energía bruta recibida ha de ser convertida a la forma en que el propulsor la necesita. En concreto, la parte del sistema de potencia que se encarga del acondicionamiento de la energía es la PPU. Esta unidad se encarga de adaptar la tensión continua que recibe a través de paneles solares hasta convertirlo en tensión, también continua, pero con un nivel de voltaje muy superior. A consecuencia de la alta ganancia en tensión, la corriente que se tendrá a la salida será pequeña, dada la baja potencia nominal del diseño.

El objetivo de este proyecto es el diseño del sistema de potencia capaz de adaptar la energía captada por paneles solares colocados en el satélite para la alimentación del propulsor eléctrico que lleva. A tal fin, se diseña un inversor, que haciendo uso de los elementos parásitos del transformador opere en resonancia, consiguiendo aumentar la tensión, y una etapa de rectificación que convierte de nuevo la tensión alterna de salida del inversor en continua. Lo que hará de la solución un buen diseño es el grado en que se alcancen los requerimientos.

En general, ignorando la aplicación concreta en que se enmarca este proyecto, son muchas las aplicaciones que precisan de una elevada ganancia en tensión con elevada eficiencia. Un importante número de ellas pertenecen al campo de las energías renovables y es que son varias las fuentes de este tipo que generan tensiones continuas bajas, susceptibles de ser elevadas para su consumo. Con esto se pretende remarcar que un convertidor como el que se va a diseñar no está limitado a un ámbito tan reducido como es el nicho de los propulsores eléctricos de microsátélites. La base será válida para múltiples aparatos como equipos de rayos X o magnetrones. Por esta razón, se analizarán diversos diseños destinados a aplicaciones que nada tienen que ver con la aquí estudiada, pero que desde el punto de vista de requerimientos, pueden ser bastante semejantes. En la coyuntura actual en que la búsqueda de las energías limpias y la eficiencia energética supone uno de los mayores motores del desarrollo en la ingeniería, este tipo de convertidor puede tener un gran atractivo para el mercado.

Este es sin duda, uno de los sectores más apasionantes y complejos de cuantos hay en la ciencia e ingeniería. Probablemente en ningún otro se traspasen tantas veces, y con tanta rapidez, los límites de lo considerado factible y viable. Esto hace del sector, un entorno único para la superación de los continuos retos que se plantean. Si se añade esto al atractivo natural que tiene pensar que, de alguna forma, se está contribuyendo al avance de la física por los experimentos realizados con equipos embarcados en ellos, se explica el porqué tantos ingenieros quedan cautivados por esta parte de la ingeniería.



Figura 2-6. Proba-2 ESA [8]

En la introducción se ha presentado una panorámica del sector de los satélites. En Figura 2-6 se muestra una fotografía de la sonda Proba de la ESA, representativa de los primeros microsátélites.

En este capítulo se profundizará en el aspecto técnico de las soluciones adoptadas en la actualidad. Aunque el grueso del capítulo hará referencia al convertidor de potencia, ámbito en el que se centra el proyecto, se describirá también, de forma general, el presente en este sector, con objeto de encuadrar la necesidad de esta aplicación. La información recogida en los distintos artículos hará referencia a partes concretas del diseño a llevar a cabo. Por ello, la organización de este epígrafe se hará en base a la parte del convertidor que atañe. Así se tendrá una parte que afecta al inversor, otra que afecta al rectificador y otra que afecta al control. Dentro de cada una de estas divisiones existirán varios factores analizados. En el esquema de la Figura 2-7 se puede ver dicha organización de forma gráfica:

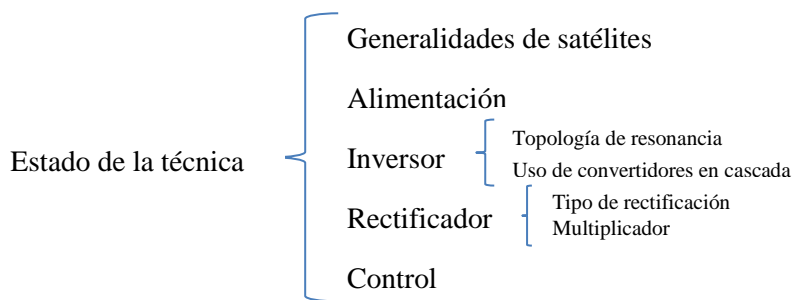


Figura 2-7. Organización del capítulo

2.2. GENERALIDADES DE SATÉLITES

Los satélites son cuerpos que se liberan en el espacio, y por acción de la fuerza gravitacional hacia otros, comienzan a orbitar en torno a ellos. Entonces, si los satélites se mueven de forma natural, ¿para qué se necesita un sistema de propulsión? La respuesta es que

en muchas ocasiones es necesario modificar la trayectoria del objeto para que gire en torno a otro cuerpo, o simplemente, que modifique el radio de la misma. En estos casos se necesita producir un trabajo que permita modificar el actual estado de movimiento.

En el espacio no existen fuerzas contra las que trabajar, por lo que para producir un movimiento, será necesario usar fuerzas de reacción (Figura 2-8). Los propulsores generan una fuerza en sentido opuesto al de avance deseado. Esta fuerza es debida a la expulsión de un chorro de fluido. En los propulsores químicos el fluido expulsado es el producto de la combustión. En los eléctricos, el material expulsado es el propelente. Esta fuerza genera una reacción en el objeto que provoca su desplazamiento, según la tercera ley de Newton o principio de Acción-Reacción.

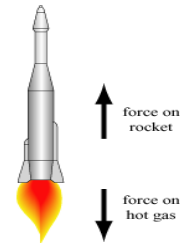


Figura 2-8. Fuerzas en un propulsor

Las leyes de conservación dicen que el caudal que se tiene antes y después de la sección de salida debe ser el mismo. Si se disminuye el área útil por la que puede salir el fluido, para mantener el caudal y cumplir así la ley de conservación de masa, deberá aumentar la velocidad [Hruby, y otros, 2004]. La imagen de la Figura 2-9 ilustra esta circunstancia.

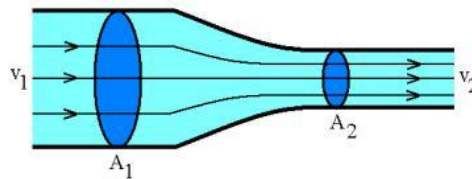


Figura 2-9. Conservación de masa

El flujo expulsado se puede acelerar de dos formas principalmente, dando lugar a los dos tipos principales de propulsores: químicos o eléctricos.

- ❖ Propulsores de combustible químico: han sido usados desde los comienzos de la era espacial. Esto no significa que su tecnología sea sencilla. El hecho de producir una combustión en ausencia de oxígeno como comburente, a diferencia de como ocurre en nuestro planeta, supone una dificultad añadida importante. Aún sigue usándose este tipo de propulsor para satélites de grandes dimensiones y alto peso, que requieren potencias que no son viables de conseguir con fuentes renovables.
- ❖ Propulsores de naturaleza eléctrica: pueden sustituir a los anteriores en ciertas aplicaciones, pero no en otras. Al menos así es a día de hoy. –se engloban en este tipo cualquier dispositivo que haga uso de fuerzas de naturaleza electromagnética. Se utiliza un propelente, normalmente gaseoso, que es acelerado con campos eléctricos o magnéticos.

En otras misiones, se combinan ambas técnicas para reducir la necesidad de fuel, a pesar de que la tendencia es la erradicación de motores de combustible fósil, en favor de propulsores eléctricos.

Las principales ventajas que supone el paso de los propulsores químicos a los eléctricos son:

- ❖ Eficiencia: a igualdad de propelente, se consigue multiplicar por veinte la velocidad de salida del flujo.
- ❖ Reducción de carga: se requiere menos combustible para toda la vida útil de la misión.
- ❖ Eliminación de emisiones en la combustión: al no producirse reacción de combustión no la atmósfera no recibe partículas que son especialmente dañinas por la composición de la atmósfera a la altura de emisión.
- ❖ Mayor controlabilidad: la controlabilidad alcanzable en una reacción explosiva es sensiblemente menor que un dispositivo eléctrico. La razón es que la reacción química es muy violenta y existen multitud de parámetros que afectan al resultado final y que no se pueden tener bajo control. Sin embargo, controlar variables eléctricas es infinitamente más sencillo.
- ❖ Mayor duración del impulso: el tiempo que uno de estos dispositivos puede mantener el impulso es muy superior a sus competidores.

También pueden citarse algunas otras más circunstanciales pero que sin duda han contribuido como el bajo coste de los sistemas electrónicos, el desarrollo de las energías renovables junto con la mayor preocupación por el desarrollo de aparatos que no dañen el planeta.

El principal inconveniente es que el empuje conseguido con el químico es muy superior al que puede obtenerse con el eléctrico. Esto hace que los eléctricos necesiten un tiempo superior para alcanzar la velocidad deseada [ESA, 2002]. Esta es la razón por la cual los propulsores químicos siguen existiendo, su manifiesta superioridad sobre los eléctricos en cuanto a empuje.

Con lo expuesto anteriormente es sencillo entender la razón por la que tienen un papel predominante en misiones interplanetarias. Su larga duración facilita el uso en base a la sostenibilidad de estos dispositivos. El bajo impulso hace que se necesite un mayor tiempo para establecer el máximo régimen. Además, el hecho de que se pueda mantener la aceleración durante un periodo muy superior al de los químicos, permite que una vez alcanzada la velocidad terminal, ésta sea superior, reduciendo así el tiempo total de la misión.

Otra circunstancia que ha favorecido el auge de estos propulsores, es que cada vez son más numerosas las misiones que requieren resoluciones más altas, por ejemplo, mayor precisión en el posicionamiento. El sistema de propulsión de un microsátélite real es complejo, debido entre otras cosas al sistema de control que gestione las distintas unidades del equipo. Cada vehículo lleva varios propulsores, cada uno con su PPU [Ziemer, y otros, 2010]. Aparte de la necesidad de varios propulsores por la escasa potencia que cada uno entrega, se requieren

unidades de respaldo como medida de seguridad en caso de fallo. Esta es una práctica típica en los sistemas aeronáuticos. La redundancia de equipos hace que el control sea más complejo.

Aunque existan ya múltiples microsátélites en órbita, con propulsor íntegramente eléctrico, aún se sigue necesitando un cohete para alcanzar la órbita, o al menos, para escapar al campo gravitatorio terrestre. En algunos casos, el cohete sólo ayuda a obtener la velocidad de escape, y no acompaña al dispositivo hasta su órbita final, sino, sólo hasta una intermedia.

Dentro de los propulsores anteriormente clasificados como de naturaleza eléctrica, se tienen muy diversos dispositivos. La clasificación es en algunos casos confusa, ya que existen algunas tipologías en que los autores tienen diferentes opiniones. En [Jordan, 2000] se discute este tópico y se describen brevemente distintas topologías de propulsor eléctrico. Una de las clasificaciones más extendidas es la recogida en [Jahn, Robert G.; Choueiri, Edgar Y.; Princeton University]:

- ❖ **Electrotermal:** consiste en el uso de fenómenos eléctricos para el calentamiento del propelente, desde un simple arco eléctrico, calentamiento por contacto o radiación microonda. El objetivo es aumentar la presión en la cámara y generar una mayor diferencia de presiones entre el interior y el exterior que favorezca la aceleración. Se debe usar una sección de salida adecuada para la expansión producida. Este uso de la electricidad fue el que primero se implementó en propulsores espaciales, dando lugar al inicio de la propulsión eléctrica. El fundamento físico es idéntico al de los propulsores químicos con la salvedad del origen del aumento de temperatura. Hoy en día, la tecnología está en desuso, ya que hay formas más eficaces de usar fenómenos eléctricos.
- ❖ **Electroestático:** se usa un campo electrostático que ioniza las partículas del propelente. Esas partículas cargadas son sometidas a fuerzas de naturaleza coulombiana que las acelerara. La característica que ha dado una posición consolidada en el mercado a estos es el largo tiempo que pueden mantener el impulso. Aunque éste sea pequeño, al poder sostenerlo largo tiempo se emplean primordialmente en misiones interplanetarias, con largas distancias por cubrir.
- ❖ **Electromagnético:** usa campos eléctricos y magnéticos que combinados aceleran a un plasma muy ionizado. El plasma es primero ionizado con un fuerte campo electrostático que pone en movimiento a las cargas y posteriormente es acelerado con el campo magnético. Se alcanza una mayor densidad energética con el inconveniente de una mayor complejidad. Asimismo, un porcentaje significativo de la potencia del equipo es consumida en el calentamiento de los electrodos.

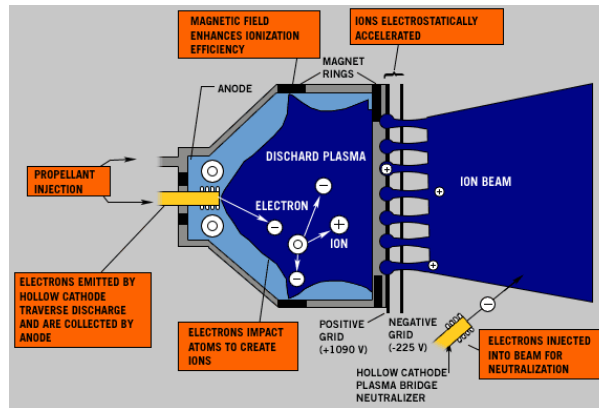


Figura 2-10. Esquema propulsor DS1 NSTAR de la NASA [9]

La Figura 2-10 muestra el propulsor de la misión NSTAR. La diferencia de potencial total aplicada era aproximadamente de 1300V a plena carga, consiguiendo una velocidad de salida ligeramente inferior a 40km/s. En [Gallimore] puede encontrarse información más detallada del funcionamiento de los distintos tipos de propulsor.

Uno de los ejemplos en que existe disparidad de criterio es en el HET (*Hall effect thruster*). Consiste en espiras que generan un campo magnético radial perpendicular al electrostático, cuya dirección coincide con la del eje. Este fenómeno produce la ionización del gas. El efecto Hall provoca el movimiento circular de los electrones. Una vez ionizado, el campo electrostático acelera los iones hacia la salida, generando el empuje necesario (Figura 2-11). Este espinoso tema ha sido analizado en un artículo de la ESA [ESA, 2004]. En él se justifica e intenta explicar la controversia, mostrando las razones de ambos criterios. La discusión se debe a que aunque la aceleración es consecuencia de un campo electrostático, es un campo magnético el que genera las condiciones en que las partículas puedan interactuar con el campo electrostático.

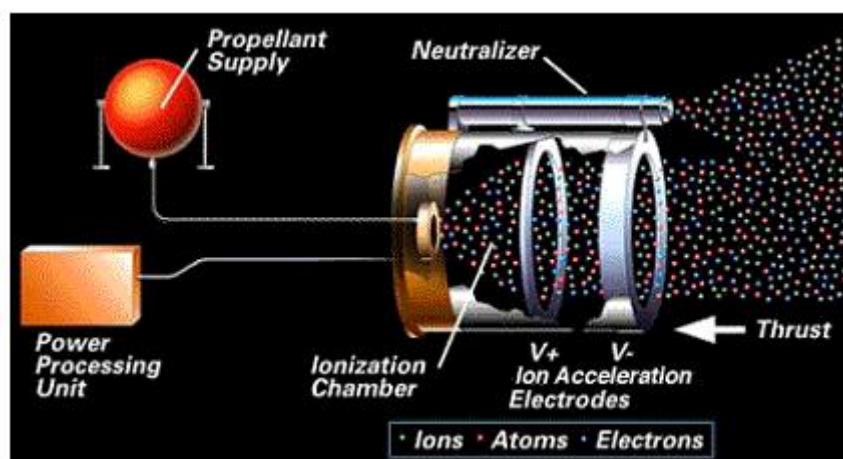


Figura 2-11. Esquema del propulsor de efecto Hall [10]

Cabe una clasificación alternativa atendiendo a la naturaleza de las partículas cargadas, teniendo así propulsores iónicos o coloidales.

- ❖ Coloidales: las partículas sobre las que se aplica el campo electromagnético son coloides. Tienen una relación masa-carga mayor que los iones, por lo que necesitan mayores voltajes para funcionar. En cualquier modo, alcanzan velocidades inferiores a los iónicos. No obstante, en muchas aplicaciones se usan los coloidales, y es que, un análisis tan simplista como éste no se aplica a la hora de seleccionar el tipo de propulsor. Un estudio más profundo muestra que el sistema completo de potencia es más ligero, en el caso de sistemas coloidales que iónicos, razón por la que se usan estos, en detrimento de los iónicos [Bailey, 1973].
- ❖ Iónico: las partículas son iones. Como se ha indicado arriba, la relación masa-carga es menor, y por tanto, acelerarlas requiere un menor campo eléctrico.

En la Figura 2-12 que se muestra a continuación, se puede ver un sistema de potencia en configuración de array. Se precisa un sistema de control que coordine los distintos bloques, el DCIU (*digital control interface unit*). Este elemento controla el funcionamiento de cada PPU y se comunica con los distintos componentes del satélite para regular el flujo de propelente [Hruby, y otros, 2004]. Además de controlar cada convertidor de forma independiente, la unidad de control también actúa seleccionando el convertidor o los convertidores que deben ser usados en cada momento. Así se gestionan los convertidores de respaldo y los que nominalmente deben funcionar.

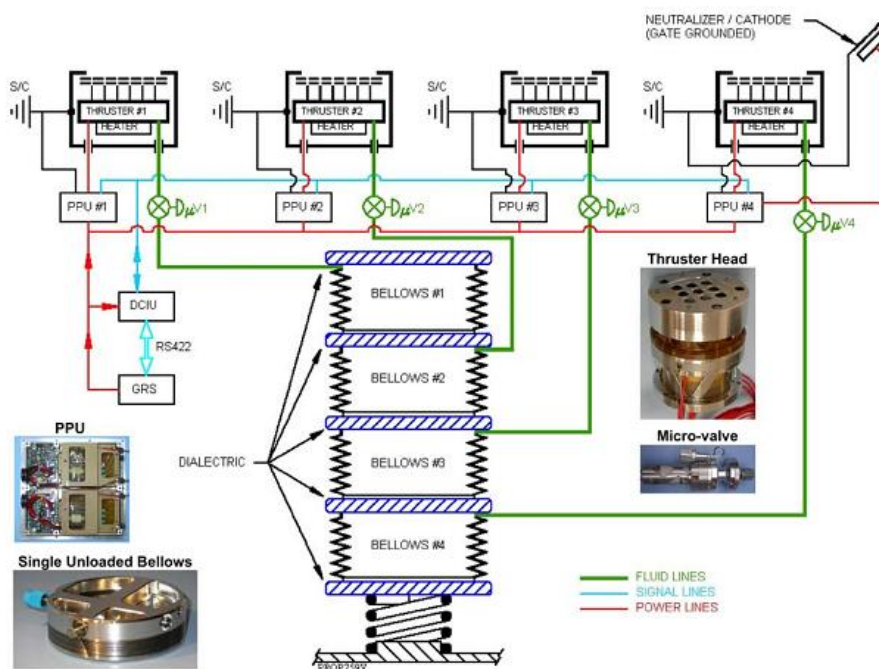


Figura 2-12. Esquema completo del sistema de potencia [11]

El desarrollo de los primeros prototipos de propulsores no químicos, se les debe a la comunidad científica rusa, que fue la pionera en apostar por esta tecnología. Desarrollaron e investigaron hasta crear los primeros propulsores de efecto Hall en la década de 1960. Los primeros equipos con estos propulsores no eran capaces de alcanzar la órbita por sus medios,

pero sí de mantenerla. Estados Unidos tardó en incorporar esta tecnología a sus diseños varias décadas. En 1998 lanzó el primer dispositivo con propulsor de efecto Hall. Hay estudios americanos de dicha tecnología desde la década de 1960 [Reinhold & Truempy, 1967], [Ruitberg, 1981]. La ESA ha sido especialmente activa en este campo [Goebel, 2008], jugando un importante papel en el avance de esta técnica.

En la actualidad las misiones que cubren microsátélites con propulsión eléctrica son eminentemente de comunicación en órbitas geoestacionarias, como Artemis de la ESA. El propulsor posibilita la corrección de la órbita debido a las perturbaciones producidas por la Luna, el Sol y la Tierra, y la traslación entre la órbita inicial a la final.

Otra gran aplicación se da en misiones interplanetarias como SMART-1 (a la Luna) [ESA, 2007] y Beepi-Colombo (a Mercurio) de la ESA, o JUNO de la NASA, cuyo destino es Júpiter. La misión del SMART-1 fue revolucionaria en cuanto a que, por primera vez, un propulsor estacionario de efecto Hall, era usado como sistema de propulsión primario. Esto significa que parte de su cometido fue hacer escapar al objeto del campo terrestre, desde una órbita geoestacionaria. Esta es sin duda la misión que validó esta tecnología demostrando que sus capacidades son tan buenas como se esperaba.

En la actualidad, la tecnología de propulsores con propelente en estado de plasma y propulsores de ion, se puede considerar ya madura. Ya están en fase de desarrollo otras variantes como los que hacen uso del calor de un reactor nuclear de fisión o los que usan el calor del Sol. Aun así, no se abandona la investigación de la energía fotovoltaica para mejorar la eficiencia de las placas.

Por todos es sabido que esta es una de las industrias más exigentes. Los retos que presentan los diseños, se ven agravados por un entorno hostil, que dificulta más el funcionamiento. Sin embargo, el primer escollo a vencer no es puramente técnico. El primer reto al que hay que enfrentarse a la hora de desarrollar una aplicación como esta es la dificultad para recabar información específica del tema. La información disponible es escasa e inaccesible. Aunque tanto NASA como ESA tengan gran cantidad de información publicada en su sitio web, la información es meramente descriptiva. Esta circunstancia responde al recelo de las agencias estatales, tradicionalmente principales desarrolladoras de estos equipos, a hacer público su *know-how* acerca de un tema estratégico como éste. Aparte de motivos de defensa y seguridad, está en juego una posición privilegiada en el ámbito espacial. Esta industria siempre ha sido vista como un valor clave en la muestra de poder de los distintos países. Esta ambición de dominar el “espacio” ha hecho que mucha de la información de las misiones haya sido clasificada como confidencial. Por ello, en los documentos concretos de la etapa de potencia que se citarán a lo largo del presente capítulo, apenas habrá referencias a aplicaciones específicamente de satélites. Una de las pocas excepciones es el desarrollo de una PPU para un propulsor eléctrico que se aborda en la tesis [Cevallos, 2001]. Las especificaciones de este diseño son menos exigentes que las que se utilizan en este proyecto. Al necesitar una mayor tensión de salida con una tensión de alimentación inferior y menor potencia, la topología usada

en la tesis no es apropiada. Sin embargo, permite tener cierta información específica de este tipo de aplicaciones.

Gracias al abaratamiento de costes que ha traído la miniaturización, se ha posibilitado la presencia de agentes externos. En particular, la miniaturización de la electrónica ha traído consigo una importante mejora ya que con menor tamaño y menor consumo, se ha conseguido hacer lo mismo. Esto, que puede ser una ventaja en ciertas aplicaciones en la Tierra, es la panacea buscada en todo dispositivo espacial. Otra consecuencia ya señalada es la reducción de costes, haciendo de este sector una gran atracción para universidades y empresas con vocación de investigación y desarrollo. En el campo de los microsátélites ya no son las agencias estatales las que tienen el monopolio. Incluso, podría decirse que tienen un papel menor o no tan predominante.

2.3. ALIMENTACIÓN

Ya se ha señalado que el mayor impacto de la nueva tecnología en el satélite se produce en el sistema de potencia. En primera instancia, puede parecer que el hecho de que la fuente de energía sea solar, reduce mucho la problemática del convertidor de potencia, puesto que es una fuente inagotable. Nada más lejos de la realidad. Aparte de la baja eficiencia, los paneles se deterioran considerablemente por efecto del calor del Sol y de la radiación recibida a lo largo de la vida útil del satélite. Esto hace que no sea sólo cuestión de sustituir el sistema de alimentación del satélite.



Figura 2-13. Diagrama de bloques PPU

Para alimentar con placas fotovoltaicas un satélite típico de comunicación, se necesitarían varias decenas de metros cuadrados de ellas. Un importante campo de investigación se centra en la optimización de las celdas. Se tratan cuestiones de densidad energética, de funcionalidad y fiabilidad de los paneles a muy baja y muy alta temperatura, y también, la optimización que cabe hacer en cuanto al rango del espectro de radiación recibido en la superficie de cada planeta. No hay que olvidar que muchos satélites describen órbitas que les apartan de la zona de influencia directa de la radiación solar (sombra de otros planetas). Para solucionar este problema se incluyen baterías. Sin embargo no sólo es problemático la falta de electricidad que ocurre durante estas sombras, sino también el exceso de ella, que puede dañar aparatos electrónicos embarcados en el dispositivo, además de llegar a provocar un anómalo funcionamiento del propulsor, al ser éste de naturaleza eléctrica. Por todo ello, la parte de acondicionamiento de la energía es vital.

Abajo se muestra un diagrama de bloques del sistema de procesamiento de energía. El primer y último bloque constituye la entrada y salida, respectivamente, del sistema.

La entrada original de energía proviene de los paneles solares. El primer bloque mostrado se compondría de los paneles y de un sistema que establezca la tensión de alimentación. De esta forma se evitan fluctuaciones de tensión que puedan provocar problemas en el funcionamiento del propulsor. La configuración de este bloque puede verse en Figura 1-1.

2.4. INVERSOR

El siguiente bloque en el diagrama superior es la etapa de conversión CC-CA, o lo que es lo mismo, el inversor. De aquí en adelante se analizarán distintas soluciones para el convertidor CC-CC que se puedan usar. En este apartado se hace referencia al inversor. Sin embargo, la mayor parte de los artículos citados atañen a convertidores CC-CC, teniendo dos etapas sucesivas, la inversora (CC-CA) y la rectificadora (CA-CC). En este epígrafe se analizará exclusivamente el tanque resonante que compone el inversor.

El primer requerimiento que condiciona extremadamente la topología de potencia, es la tensión que necesita el propulsor para ionizar el propelente. Teniendo en cuenta que la tensión con la que se alimenta el convertidor varía entre 5 y 8V, supone tener una ganancia total, en tensión, de 5000. En este caso la necesidad de alta tensión viene impuesta por el tipo de propulsor, como se ha justificado previamente. Pero no sólo el uso de propulsores eléctricos o electromagnéticos impone este requisito. A veces, puede ser requisito por el equipamiento que lleve. Algunos ejemplos de equipos con estas necesidades son radares y transpondedores de comunicaciones.

En los últimos tiempos, son múltiples las aplicaciones que han necesitado alta ganancia en voltaje con elevada eficiencia. Este es el caso de convertidores que usen pilas de combustible o paneles solares [Park, Choi, & Kwon, 2007]. Otras aplicaciones que se pueden citar son equipos de Rayos X [Hino, Hatakeyama, & Nakaoka, 1988], dispositivos de radar [Vishwanathan & Ramanarayanan, Input voltage modulated high voltage DC power supply topology for pulsed load applications, 2002], TWT, equipos láser basados en CO₂ y equipos de generación de RF [Wang, Chung, Tapuchi, & Ioinovici, 2009]. Los magnetrones también exigen una alta tensión pero también alta corriente [Hasanien & Sayed, 2008]. En dicho documento se desarrolla un circuito de 1kW. Para elevar voltaje usa un multiplicador de tensión que posteriormente se detallará en 0, ya que supone una interesante opción para alcanzar el nivel de tensión necesitado en la carga.

2.4.1. Transformador

Muchas de las opciones para elevar la tensión pasan por el uso de transformadores con alta relación de vueltas, lo que obliga a la consideración de parámetros de dispersión. La presencia de estos elementos puede provocar resonancia, que además, se puede aprovechar para aumentar la ganancia. Dado el impacto que el transformador tiene en el tanque inversor, se incluye en este epígrafe a dicho elemento.

Hay una extensa bibliografía que cubre convertidores o inversores resonantes. Algunas topologías usan configuraciones en medio puente [Wolfs & Li, 2002], otras en puente completo [Chu & Chen, 2009] y otras en *push-pull* (PP).

Como se indicó anteriormente, el modelo del transformador afectará severamente a la topología del tanque resonante, siempre que se intente conseguir la integración. Existe una amplia bibliografía acerca de la idoneidad de los distintos modelos del transformador en función de las aplicaciones o características generales.

El ratio de vueltas es uno de los factores que mayor impacto tiene. Cuanto mayor sea, más se aleja la realidad del modelo ideal [Perez, Blanco, Rico, & Linera, 1995] y [Kewei, Jie, Xiaolin, & Ningjun, 2008].

Siempre que es posible, se usa el modelo más sencillo del transformador, es decir, el ideal (Figura 2-14). En este modelo no se consideran pérdidas de ninguna naturaleza. El acoplamiento magnético se supone perfecto.

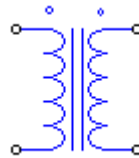


Figura 2-14. Modelo ideal del transformador

Si éste no es suficiente, el primer elemento que suele incorporarse, es la inductancia de dispersión y la de magnetización (Figura 2-15). Ambos elementos modelan no idealidades de naturaleza magnética. En 3.1.1 se detalla más el significado de estos elementos así como otras aproximaciones que se pueden hacer.

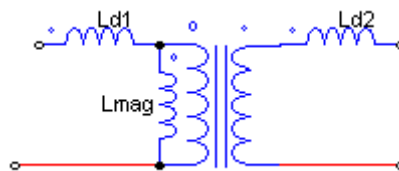


Figura 2-15. Modelo del transformador con parámetros relacionados al campo magnético

En general, la capacidad parásita del devanado es un efecto que no se tiene en cuenta. Se suele ver como una simple desviación de la teoría, pero no suele modelarse en el diseño. El problema surge cuando esta capacidad se hace relativamente grande respecto al resto de componentes del circuito, modificando el funcionamiento efectivo del mismo. Salvo que la relación de transformación sea muy alta, dicha capacidad reflejada en el primario seguirá siendo muy pequeña. Sólo en caso de que la frecuencia sea extremadamente alta o que el resto de impedancias del circuito sean muy pequeñas, la impedancia de este condensador será irrelevante y apenas afectará a la topología. Esta es la razón por la que no suele ser tomada en cuenta. La Figura 2-16 muestra el modelo equivalente.

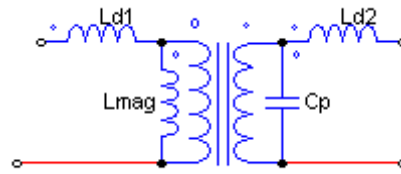


Figura 2-16. Modelo de transformador con parámetros relacionados con campo magnético y capacidad parásita del devanado

Existen modelos aún más complejos, con mayor número de componentes, tantos resistivos como reactivos. Un modelo más general se muestra en Figura 3-1. Esos elementos adicionales no son necesarios en este caso. Por ello, el modelo a considerar será el anterior.

Este elemento parásito modifica lo suficiente el tanque como para obviarlo. Se desprecia en muchos casos debido a que en general, no se usan transformadores con relaciones muy altas [Chen, Lu, Zhang, & Ye, 2008].

El efecto de la no consideración del condensador parásito es analizado en profundidad en [Borage, Nagesh, Bhatia, & Tiwari, 2009]. La parte sombreada constituye el transformador real. En concreto, la capacidad parásita que aporta el transformador es C_w' , que reflejado en el primario es C_w . La inductancia de dispersión es L_{lk} mientras que L_a es una bobina adicional que en este diseño se usa para alcanzar un cierto comportamiento. L y C modelan componentes reactivos externos, que junto con los anteriores forman el doble tanque resonante LC. El aspecto del convertidor con dichos componentes es el mostrado en Figura 2-17.

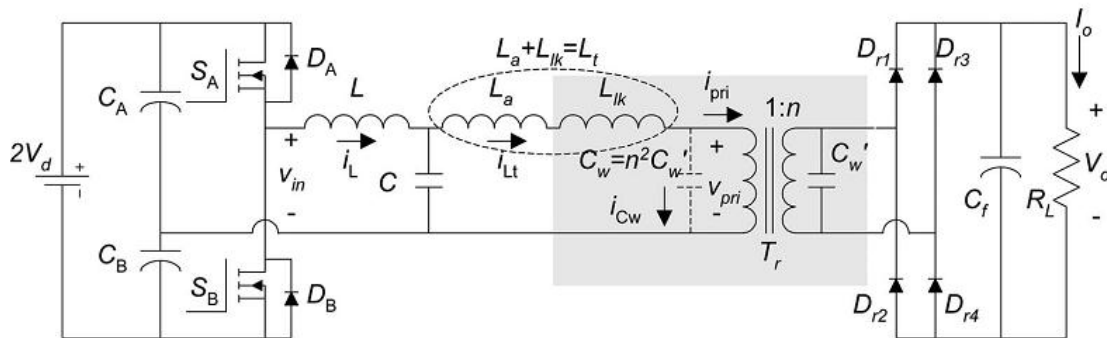


Figura 2-17. Convertidor resonante paralelo LC-LC

En la Figura 2-17, se muestra el comportamiento del convertidor original (LCL) sin tener en cuenta el efecto de la capacidad parásita en el diseño. En el eje de abscisas se representa $\Psi = \frac{C_w'}{C}$ y en el eje de ordenadas la ganancia en corriente. Cuando la magnitud de la capacidad parásita reflejada en el primario se acerca a del externo, la ganancia cae abruptamente. Esto cuantifica la desviación que puede tener lugar en el montaje experimental, en caso de omitir despreciar ese elemento. En nuestro caso, es parte del diseño, es decir, está integrado desde el principio.

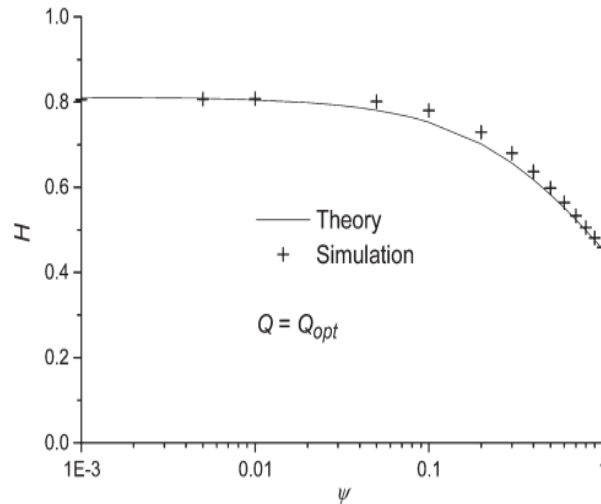


Figura 2-18. Variación de la ganancia en función de la relación entre capacidad parásita y condensador externo

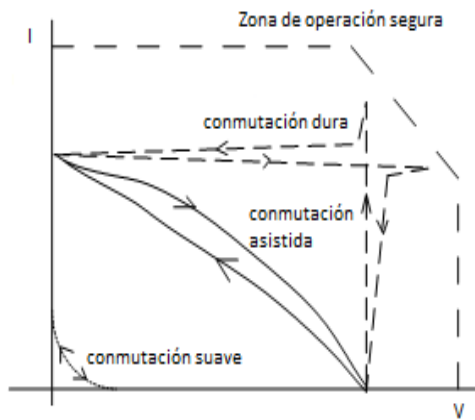
En el artículo enfatiza la influencia de la capacidad parásita más que la de la inductancia de dispersión porque, según se indicó en párrafos anteriores, este efecto el que con más ligereza se omite en los cálculos, mientras que la bobina parásita se suele tener más frecuentemente en cuenta. En cualquier caso, el documento aplica a ambos parásitos, poniendo de relieve que si la inductancia de dispersión y/o la capacidad parásita tienen una magnitud del orden de los otros o de menor impedancia, se distorsionará el tanque sensiblemente, y los resultados obtenidos se alejarán considerablemente de lo esperado. La comparativa se hace respecto al tanque resonante paralelo LC analizado en [Borage, Tiwari, & Kotaiah, 2005].

Aparte del estudio de impacto, se integra el elemento en el sistema para derivar las ecuaciones de funcionamiento, teniendo un tanque formado por dos conjuntos resonantes paralelos puestos en cascada. En determinadas condiciones, se consigue un comportamiento de fuente de corriente sinusoidal. En nuestro caso, es más apropiada una configuración en fuente de tensión, ya que esta magnitud es la que debemos asegurar en la salida.

2.4.2. Técnicas de conmutación suave

Las técnicas de conmutación suave o *soft switching* también han sido tema central de infinidad de investigaciones, artículos y conferencias, en los últimos años. En general, cualquier medida eficaz dirigida a la mejora de la eficiencia energética, ha sido aceptada de buen grado por la comunidad científica. Al ser consciente el ser humano de la necesidad de un mejor aprovechamiento de los recursos energéticos, la investigación encaminada a reducir el consumo y aumentar el rendimiento, ha sido piedra angular en la temática investigadora. Como tal, las técnicas de conmutación sin pérdidas encajan en este marco. Consisten en controlar el instante en que se produce el cambio de un estado a otro, para que coincida con un paso por cero de la corriente o tensión, según convenga. No se pretende llevar a cabo un estudio de este tema pero, al aparecer en múltiples ocasiones en la bibliografía y ser una opción interesante para la aplicación, se cita aquí. En capítulos posteriores se detallará más en qué consisten estos métodos (Técnicas de conmutación suave). La idea subyacente en la técnica es hacer coincidir la

conmutación del interruptor con el instante en que o bien corriente o bien tensión es nula. De esta forma se asegura que la potencia disipada sea nula.



Asimismo se consigue proteger a los semiconductores. A la izquierda, puede verse como sin ninguna asistencia en la conmutación, en el momento de transición, el interruptor soporta una elevada tensión y corriente. Al margen de esto, existe otro efecto negativo y es la interferencia electromagnética producida por una rápida variación de tensión y/o corriente. En consecuencia, hay que seleccionar interruptores capaces de soportar altos valores de pico durante breves instantes con el consiguiente desaprovechamiento.

Figura 2-19. Trayectorias de conmutación de semiconductores

La conmutación asistida consiste en el uso de *snubbers*. Estos circuitos traspasan el problema del interruptor a este circuito, de forma que parte de la energía es disipada por ellos. Es una solución intermedia, que protege a los semiconductores pero que no elimina la fuente de pérdidas.

Por último, la solución aquí considerada: las técnicas de conmutación suave. Al producirse la oscilación de las señales de tensión y corriente, controlando la frecuencia y el tiempo efectivo que se habilita para la conmutación se puede alcanzar el objetivo.

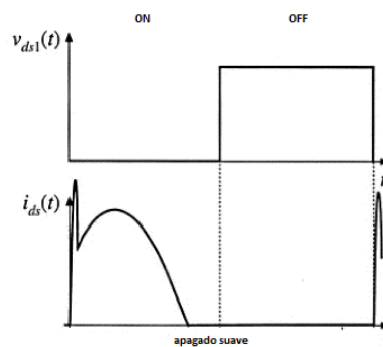


Figura 2-20. ZCS

La primera curva de las presentes en la Figura 2-20 representa la tensión a la que se somete un cierto interruptor. La segunda representa la corriente. Cuando se transita de encendido a apagado la corriente ya es nula. Esto significa que en el instante de apagado no se disipa energía. Esto es lo que se conoce como conmutación a corriente cero o ZCS (*zero current switching*). Algunos convertidores exhiben esta característica de forma inherente bajo un cierto rango de frecuencias.

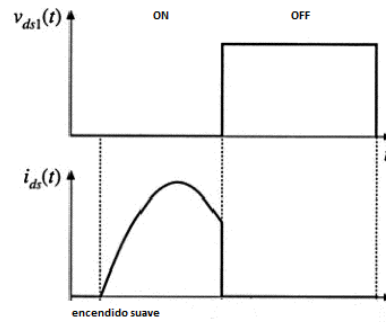


Figura 2-21. ZVS

En la Figura 2-21, se tiene el equivalente para conmutación a tensión cero o ZVS (*zero voltage switching*). En el instante en que se aplica el pulso de disparo, la tensión que sufre el semiconductor es menor que cero, por lo que la corriente circula por el diodo en antiparalelo en vez de por el transistor. Cuando la corriente cruza por cero empieza a circular por el cuerpo del transistor, que tiene ya tensión nula al activarse el diodo previamente. Por ello se produce la conmutación sin cesión de energía.

En general, la primera opción es usada con IGBTs en convertidores de mayores potencias, en configuración de fuente de corriente. La segunda, por contra, se usa para semiconductores tipos MOSFET en convertidores en fuente de tensión, con potencias moderadas. Ambos conceptos serán analizados en más profundidad en 3.1.3.

Como se ha dicho, hay una vasta documentación al respecto. Aquí sólo se citan algunos documentos cuyo tema central no es la técnica de *soft switching* en sí, sino que esto es una mejora de un convertidor resonante. En la variante ZVS se pueden citar los trabajos [Lin & Huang, 2007] y [Lin B. , Huang, Cheng, & Shieng, 2009]. La alternativa ZCS está representada por [Chen, Liang, Chen, Lin, & Tseng, 2008].

En esta línea se tiene [Wang, Chung, Tapuchi, & Ioinovici, 2009] que presenta un convertidor resonante de alta ganancia pero para alta potencia. Por ello, se usan como interruptores IGBTs, y se optimiza para este tipo. Se buscan condiciones de ZCS para minimizar el problema de cola de corriente característico de estos semiconductores. Una última variante consiste en ZVS-ZCS [Chu & Chen, 2009] y [Lin & Dong, 2010].

2.4.3. Topología del tanque

El tanque se puede caracterizar en función de su topología de resonancia y de su funcionamiento en fuente de tensión o de corriente.

Las topologías en fuente de tensión tienen la capacidad de entregar cualquier corriente manteniendo la tensión constante. Mientras tanto, en fuente de corriente, son capaces de generar cualquier tensión manteniendo la corriente invariante. En la realidad, se presentan limitaciones que hacen que no se pueda alcanzar cualquier corriente o tensión, ya que la potencia sería finita. Las especificaciones a las que se ciñe este diseño requieren un nivel de tensión específico, siendo la intensidad no determinante, siempre que se cumplan los niveles de potencia especificados. Puesto que para el correcto funcionamiento del propulsor se debe generar la

diferencia de tensión que asegure la ionización del propelente, es el nivel de tensión el que habrá que garantizar. Por ello, la topología más adecuada es en fuente de tensión.

El principal inconveniente que se encuentra es que, en general, para tener fuente de corriente alimentando, como en nuestro caso, con tensión continua, se precisa de una inductancia grande que alise la corriente. Este inductor en la realidad puede suponer una importante fuente de pérdidas debido a su resistencia serie. En [Chu & Li, 2009] se analizan las variantes entre fuente de tensión y corriente y se diseña un convertidor en fuente de corriente. Las topologías son todas del tipo *push-pull* (PP) (Figura 2-22, Figura 2-23, Figura 2-24, Figura 2-25 y Figura 2-26).

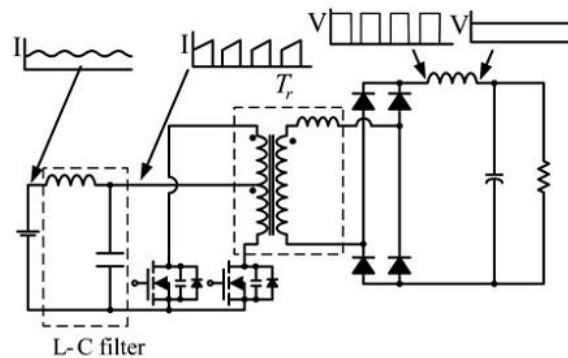


Figura 2-22. Convertidor PP en fuente de tensión

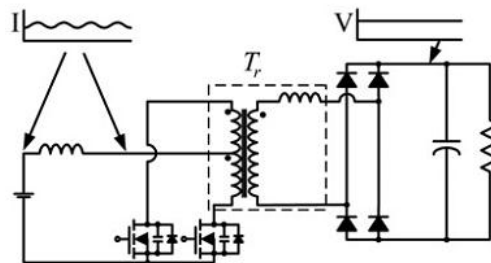


Figura 2-23. Convertidor PP en fuente de corriente

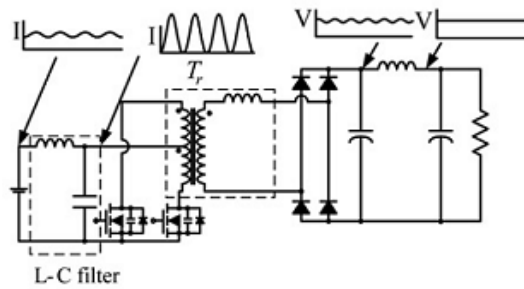


Figura 2-24. Convertidor ZVS resonante LCL

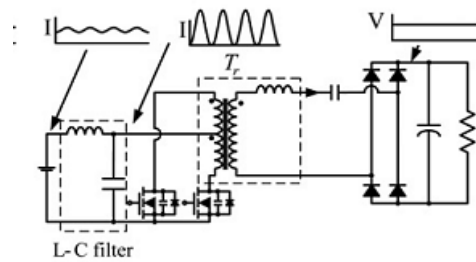


Figura 2-25. Convertidor ZVCS resonante

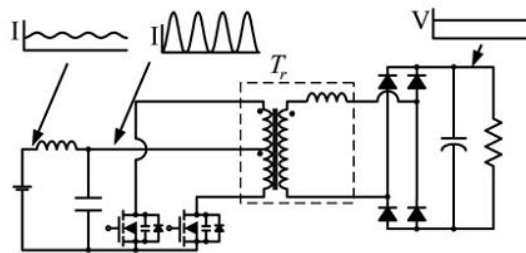


Figura 2-26. Convertidor PP en fuente de corriente ZVS-ZCS resonante

Los diseños adaptados a las energías renovables, en concreto, la solar fotovoltaica y las pilas de combustible, tienen que lidiar con la baja tensión que generan y la relativamente alta corriente. El artículo [Yuan, Yang, & Li, 2010] refleja las distintas opciones para alcanzar una característica elevadora con alta eficiencia. Se señala una topología en fuente de corriente como la más adecuada. Sin embargo, para su implementación necesita inductores grandes para componer el medio puente y tener la característica en fuente de corriente. Esta es una de las razones que lleva a descartar este diseño.

Por otro lado, el tanque también puede clasificarse en función de la topología de resonancia, es decir, en función de los componentes y su colocación para producir la resonancia. Partiendo del modelo del transformador de alta tensión (véase Figura 3-1 y Figura 2-16) que impondrá o condicionará la topología del tanque, si lo que se busca es la integración, las alternativas de resonancia se reducen drásticamente. Lógicamente, cuanto mayor sea el número de elementos reactivos que intervengan en la resonancia, mayores son las posibilidades para obtener una función de transferencia con la característica deseada. La problemática está en que buscando la máxima integración y compactación, no se deben añadir más elementos de los

necesarios y mucho menos, inductancias, que suponen un peso y tamaño predominante en el total del diseño.

Bajo este supuesto, se tratará, como punto de partida, usar como elementos reactivos únicamente los parámetros del transformador, que son la inductancia de dispersión y la capacidad del devanado (y la inductancia de magnetización pero que suele ser lo suficientemente grande para no afectar a la resonancia).

Existen diversos artículos que comparan y muestran las posibles posiciones que dan lugar a distintos tanques como [Johnson, Witulski, & Erickson, 1988] y [Vishwanathan & Ramanarayanan, 2002]. Los tanques posibles con una bobina y un condensador se muestran en la Figura 3-18. Si se tiene en cuenta el modelo del transformador para integrar sus parásitos la topología resonante queda determinada, y ha de ser el denominado tanque paralelo (véase Figura 3-3).

El circuito equivalente en el primario resulta entonces, un divisor de impedancias, dada la distribución de elementos reactivos del transformador (Véase Figura 3-17. Circuito equivalente). Esto permitirá, en puntos posteriores, diseñar el sistema con un modelo reducido.

La mayor ganancia del tanque se alcanzará al operar en un entorno de la frecuencia de resonancia, ya que en ese caso las impedancias de bobina y condensador se compensan, resultando la ganancia el factor de calidad.

$$M = Q_l \tag{Ecuación 1}$$

$$fdp = \frac{1}{Q_l} \tag{Ecuación 2}$$

El problema es que el factor de potencia es inversamente proporcional al factor de calidad, por lo que conviene tener en cuenta esta magnitud. Esto será analizado en el próximo capítulo. La topología de resonancia evidentemente influye en el factor de potencia. La posición relativa de condensador e inductancia hace que el factor de calidad aumente o se reduzca [Pantic, Bhattacharya, & Lukic, 2010]. Normalmente se estudian las posibilidades de resonancia con inductancias y condensadores sin tener en cuenta el factor de potencia. En este documento se analiza el impacto que tiene la topología en esta magnitud. Las configuraciones con una capacidad conectada en la salida no son las más adecuadas para lograr la corrección del factor de potencia. En nuestro caso esto viene impuesto por el transformador por lo que el objetivo será minimizar la penalización que suponga.

2.4.4. Convertidores múltiples o transformadores con múltiples devanados

Una opción que se baraja es el uso de varios convertidores conectados para sumar sus efectos o el uso de devanados múltiples en el transformador, con idéntico fin. La idea consiste en reducir las exigencias al convertidor y alcanzar las especificaciones sumando el efecto de varios convertidores. Esta solución que en principio es bastante atractiva tiene inconvenientes difíciles de salvar, como son un mayor peso.

Una muestra se presenta en una aplicación que requiere alta tensión y que es parte del equipamiento de algunos satélites: el TWTA (*traveller wave tube amplifier*). Este dispositivo amplifica las señales de radiofrecuencia usadas para comunicaciones. Dado el ámbito de funcionamiento, la optimización del diseño consistirá en reducir el tamaño y peso, y hacerlo tan eficiente como sea posible [Barbi & Gules, A high efficiency isolated DC-DC converter with high-output voltage for TWTA telecommunication satellite applications, 2001], [Barbi & Gules, 2003], [Barbi & Gules, Isolated DC-DC power converters with high-output voltage for TWTA telecommunication satellite applications, 2001].

Este equipo supone aproximadamente, el 35% de la masa del satélite de comunicaciones y el 75% de consumo, por lo que cualquier aumento de la eficiencia es bien recibido. En el diseño se implementa un convertidor de dos etapas. La primera es un típico convertidor elevador y la segunda hace uso de los parámetros de dispersión del transformador, para aprovechar la resonancia, en un tanque en push-pull. En la imagen inferior se aprecia múltiples salidas para lo que usan un transformador de múltiples devanados secundarios. Además, se multiplican el número de componentes en la etapa de rectificación ya que se utiliza un puente para cada etapa de salida. En la Figura 2-27 se aprecia la topología del convertidor.

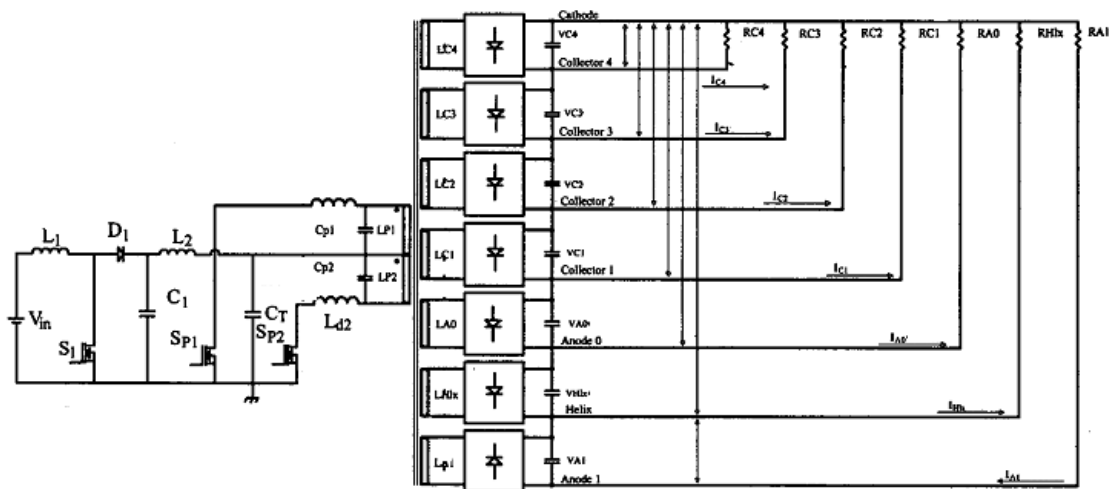


Figura 2-27. Convertidor de dos etapas: elevador y resonante PP

Una solución como de este tipo puede ser adecuada para nuestro problema. Se tiene ganancia de la primera etapa elevadora y en la segunda se integran los elementos parásitos del transformador. El principal problema reside en que el rango de masas aceptable en esta aplicación y en la ocupa este proyecto no es el mismo. Los equipos TWTA son muy pesados, y aunque se trate de reducir su masa, puede ser admisible un transformador tan pesado como el que aquí se considera con seis devanados secundarios. En cualquier caso, se puede prescindir de la salida en distintos niveles de tensión, por lo que puede ser considerado. Otra razón de ser de los múltiples secundarios es sumar tensión de cada uno de ellos para conseguir elevarla a la salida. Sin embargo, sigue teniendo el problema del peso. En capítulos sucesivos se analizará con detenimiento.

Son varios los casos en que los sistemas alimentados con fuentes de energía renovables precisan de alta ganancia. Algunos se citan en [Jung, Choi, & Ahmed, 2010]. La característica que hace de este diseño de dudosa utilidad para este proyecto, es el uso de varios transformadores, por las razones indicadas anteriormente. No hay que perder de vista que es vital para este dispositivo su tamaño y peso, y el transformador es uno de los elementos que más penaliza, por lo que no parece inteligente usar más transformadores, si se puede implementar de otra forma.

En [Kwon & Kwon, 2009] se estudia un convertidor resonante optimizado para pilas de combustible. Esta aplicación tiene ciertas similitudes en los requerimientos con la aquí tratada, en cuanto a la necesidad de elevar considerablemente el voltaje. Se diseña buscando maximizar la eficiencia. Para ello se evita el uso de un transformador de alta relación y se buscan formas alternativas usando una topología resonante que permite doblar la corriente en la entrada y la tensión en la salida. A continuación se presenta un esquema del circuito implementado (Figura 2-28).

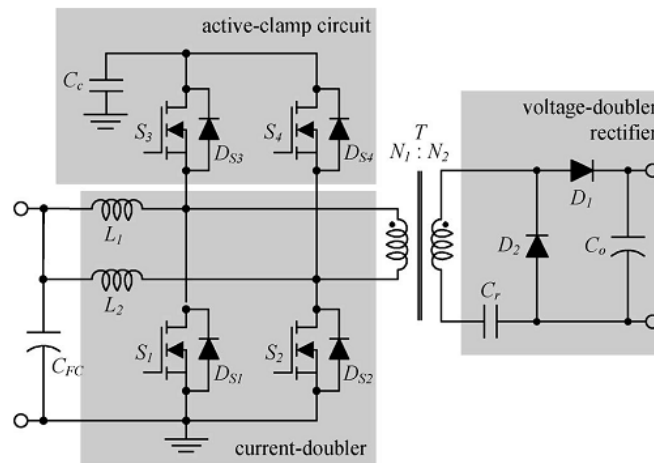


Figura 2-28. Convertidor resonante con doblador de corriente en la entrada y doblador de tensión en la salida.

La opción que presenta este documento es usar varios tanques en paralelo, ya sea el tanque completo o únicamente un transformador con varios devanados. Esta opción se analizará en más profundidad en capítulos posteriores, en que se comparan distintas topologías, aunque en principio, no parece lo más adecuado ya que la potencia de entrada está limitada. Además, la existencia de transformadores en paralelo o con sus devanados en paralelo, puede dificultar el control del circuito [Ji, Yong, & Chunqing, 2009], [Zhang, Li, Peng, & Li, 2010]. En [Ye, Jain, & Sen, 2007] se diseña un control para minimizar la corriente circulante en una topología compuesta de varios inversores conectados en paralelo. También en el control por desplazamiento de fase se centra el artículo [Branas, Azcondo, Casanueva, & Bracho, 2005] en que se presentan análogamente inversores en paralelo.

2.5. RECTIFICADOR

La etapa de conversión a corriente continua es la que en principio admite menos variante. Prácticamente en la totalidad de la bibliografía el rectificador es un simple puente de onda completa con filtro capacitivo. Esta configuración bien conocida no tiene mucho margen de modificación.

2.5.1. Puente completo con filtro capacitivo

Como se ha dicho anteriormente, no existen muchas modificaciones que puedan ser hechas sobre esta configuración. Existe una variante a tener en cuenta en el caso de un transformador, o varios, con múltiples devanados. En este supuesto se puede rectificar y luego sumar la tensión (rectificación integrada) o sumar y rectificar posteriormente [Ranstad & Nee, 2011]. En este artículo se analizan las ventajas y desventajas de ambas alternativas desde el punto de vista del número de componentes y otros efectos como descargas parciales. Un esquema gráfico puede verse en Figura 3-22 y Figura 3-23.

Si se supone un simple rectificador en puente completo en el secundario (Figura 2-29), se puede reducir sabiendo que el comportamiento del mismo es análogo a una resistencia, r_e [Erickson & Maksimovic, 2001, pp. 711-713]. Esto será necesario para el modelado del circuito final.

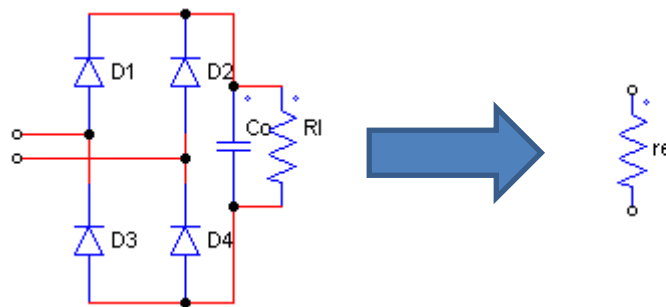


Figura 2-29. Equivalente del rectificador

2.5.2. Multiplicador de tensión

El tema de los multiplicadores de tensión no es nuevo. Tienen su origen en los estudios de Cockcroft y Walton de principios del siglo XX. La aplicación inicial fue la de los aceleradores de partículas, y adquirió relativa relevancia en los años posteriores al descubrimiento. Luego cayó en desuso debido a la incapacidad del sistema de entregar corrientes medias o grandes. A pesar de ello, han sufrido una cierta actualización al crecer el interés por la generación de alta tensión, a medida que aumentaban las aplicaciones que necesitaban tensiones elevadas, con potencias bajas.

Un ejemplo puede ser un equipo de rayos X. Una peculiaridad que caracterizan a estos equipos es que necesitan una dinámica rápida. En [Iqbal, Besar, & Venkateshaiah, 2008] se tiene un multiplicador de tensión en espejo para hacer que la subida del sistema sea más rápida.

Un multiplicador consiste en una red de diodos y condensadores que consigue que los condensadores se carguen en un cierto instante y se descarguen en otro para así ceder un extra de energía a la carga. En la Figura 2-30 puede verse un esquema.

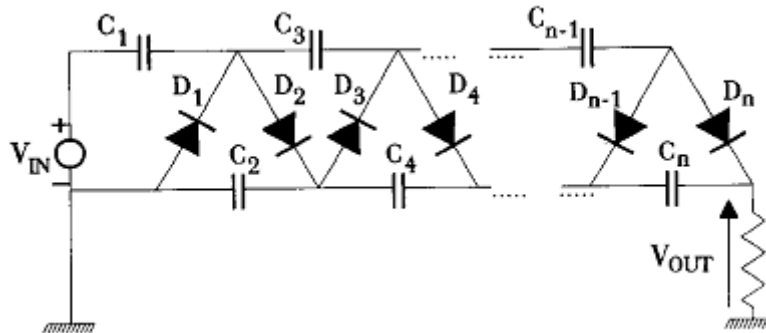


Figura 2-30. Esquema del multiplicador de tensión

Cabe destacar que este diseño inicial abrió una línea de investigación que ha llevado a otros científicos a implementar nuevos multiplicadores de voltaje basados en la misma idea, pero con una topología distinta. Es el caso del multiplicador de tensión de Dickson [Dickson, 1976]. Este dispositivo (Figura 2-31) requiere el uso de dos señales de reloj en contrafase. Se busca mejorar la multiplicación en microchips, donde se deben usar capacidades muy pequeñas y no componentes discretos. En estas aplicaciones la capacidad parásita puede ser casi del mismo orden que los condensadores del dispositivo. Si se tienen en cuenta estas capacidades en el generador de Cockcroft-Walton, el análisis se complica extremadamente y el sistema pierde casi totalmente su funcionalidad. Puesto que esto no es un problema en este proyecto, no se optará por este diseño.

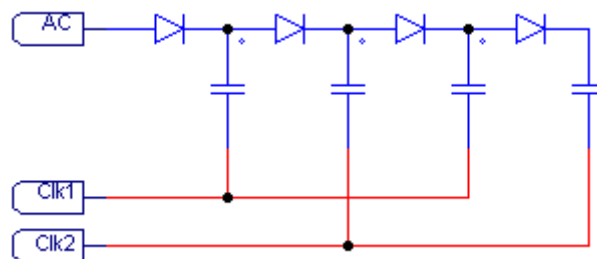


Figura 2-31. Multiplicador Dickson

En [Starzyk, Jan, & Qiu, 2001] se analizan las características de distintas topologías multiplicadoras. En este artículo se ponen de relieve ciertas cualidades que hacen de cada uno de ellos el más adecuado en distintas aplicaciones.

Los multiplicadores se componen de la conexión sucesiva de una unidad básica que se repite un número de veces que depende del factor por el que se quiera multiplicar. Esta configuración básica se denomina celda o etapa (véase Figura 3-19).

La tensión de salida en circuito abierto (Ecuación 3) y en carga (Ecuación 4) sería:

$$V_{out} = V_{inpk} \cdot 2N$$

Ecuación 3

$$V_{out} = V_{inpk} \cdot 2N - i_{out} \cdot R_{out}$$

Ecuación 4

Ambas ecuaciones consideran el sistema idealmente sin pérdidas en los condensadores ni en los diodos. En el epígrafe 3.2.1 se estudia con más rigor el funcionamiento del dispositivo y se deducen sus ecuaciones de funcionamiento.

Existen bastantes diseños que incluyen esta tecnología, sin embargo existe poca documentación que estudie a bajo nivel su funcionamiento. Incluso resulta relativamente sencillo encontrar en la bibliografía la expresión de la tensión de salida, pero no un modelo equivalente del circuito ni las características dinámicas del mismo [Sun, Konishi, Ogino, Chu, & Nakaoka, 2000], [Sun, Ding, Nakaoka, & Takano, 2000], [Sun, Konishi, Ogino, & Nakaoka, 2000], [Ogura, Chu, Ishitobi, Nakamura, & Nakaoka, 2002], [Van der Broeck, H., 2002].

Un estudio comparativo entre diferentes multiplicadores es llevado a cabo en [Starzyk, Jan, & Qiu, 2001]. Teniendo en cuenta que este sistema se conectará al secundario del transformador, será esperable que se refleje en el primario afectando al tanque. De ahí la necesidad de obtener un equivalente del multiplicador que permita reducirlo al primario y así, diseñar el circuito equivalente para satisfacer los requerimientos. Las características dinámicas del multiplicador son analizadas en [Sun, Ding, Nakaoka, & Takano, 2000].

Especial mención merece [Lamantia, Maranesi, & Radrizzani, 1994]. En este documento se obtiene un modelo de parámetros privilegiados del generador de Cockcroft-Walton y su respuesta en frecuencia. La complejidad del sistema hace que no sea sencillo derivar un modelo. El estudio saca a la luz un equivalente de orden uno, adecuado en ciertas condiciones, principalmente cuando el número de etapas es suficientemente elevado. La obtención de las matrices en el espacio de estados, es vital para sacar la función de transferencia en el dominio de la frecuencia. El proceso no es sencillo ni conceptualmente ni en lo relativo a cálculos, ya que las dimensiones de las matrices son grandes.

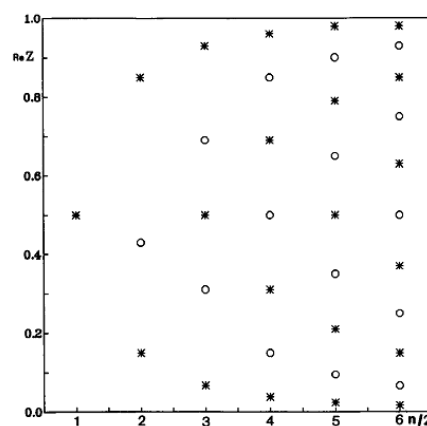


Figura 2-32. Posición de los polos (*) y ceros (o) de la función de transferencia frente al número de etapas

Existen N polos y N-1 ceros reales, siendo N el número de celdas, en la función de transferencia del sistema.

La distribución de ellos, lleva a que, en caso de suficientes etapas multiplicadoras, se produzca la cancelación polo-cero, resultando un sistema de orden uno. El equivalente será entonces un condensador y una resistencia. La resistencia sí había sido calculada en documentos anteriores, pero no la capacidad ni el modelo en sí.

Dicha característica dota al circuito de un comportamiento de filtro paso bajo. La frecuencia de corte no depende de los valores de los componentes utilizados. Sólo influye el número de celdas y la frecuencia de operación del circuito. Si el número de celdas es menor, la cancelación polo-cero no será tan efectiva y al aproximar el comportamiento al debido al polo dominante, se cometerá un error considerable. Las expresiones exactas requieren arduos cálculos que no son justificables en este caso. En el capítulo siguiente en que se estudia en profundidad el funcionamiento de este dispositivo, se hará referencia de nuevo a este artículo. En cualquier caso, parece más que interesante esta solución rectificadora ya que permite elevar tensión a la vez que se rectifica.

Prácticamente en la totalidad de la bibliografía acerca de multiplicadores, se usan componentes idénticos en toda la red. Este es el caso más sencillo posible, aunque no el mejor en ciertas situaciones. En determinadas condiciones puede interesar reducir lo máximo posible la capacidad equivalente del multiplicador. Existen algunos recientes estudios que han tratado de analizar las ventajas derivadas del uso de distintas capacidades en las etapas [Kobougias & Tatakis, 2010]. En concreto se estudian cuatro posibles combinaciones para elegir los condensadores del multiplicador optimizando el diseño. En este caso, si con el caso más sencillo, que es con idénticas capacidades, se puede alcanzar el resultado deseado, no tendrá sentido complicar más el estudio buscando una solución óptima. A pesar de ello, se tendrá en cuenta en caso de ser necesario.

Existen varios artículos en que se usa un multiplicador de tensión de una etapa, multiplicando la tensión por un factor de dos. Así se podrá reducir la relación de transformación [Lin, Dong, & Chen, 2011]. Este circuito es sencillo y no requiere de un elevado número de componentes. Desgraciadamente, el hecho de que la aplicación para la que se diseña el convertidor de este documento no necesite una tensión extremadamente alta, hace que el transformador considerado tenga una relación de vueltas baja, razón por la cual, no se tiene en cuenta la capacidad parásita del devanado.

2.6. CONTROL

En las últimas décadas, la constante que ha perseguido a todos los campos de la electrónica ha sido la reducción del tamaño. El objetivo de miniaturizar todo, ha dado lugar al uso del concepto de densidad energética. Se busca obtener la misma energía en un menor espacio. Por ello, hay que centrar los esfuerzos en la eficiencia. Los mejores resultados se alcanzaron con modulación en frecuencia. El problema surge en ambientes en que la interferencia electromagnética es determinante. En un dispositivo como éste, lo es, ya que cualquier fuente de EMI (*electromagnetic interference*) deberá ser reducida en tanto en cuanto

sea posible. La modificación de la frecuencia de funcionamiento genera rápidas y bruscas variaciones de tensión y corriente, lo que produce interferencias. En entornos en los que no sea admisible, como en telecomunicaciones o en ambientes con mucho ruido electromagnético, habrá que evitarlo y operar a frecuencia fija [Mikolajewski, 1996]. La solución a este problema consiste en un filtro EMI a la entrada. Sin embargo, el uso de un amplio rango de frecuencias para la modulación dificulta el diseño del filtro sensiblemente.

Esto limita las opciones de control posibles, ya que inicialmente se barajan controles basados en frecuencia o ciclo de trabajo, ya sea PWM (*phase width modulation*) o PSK (*phase shift keying*), o una combinación de ciclo de trabajo y frecuencia. Por lo tanto se operará a frecuencia fija (siempre que el rango de variación del ciclo de trabajo sea capaz de barrer las tensiones especificadas). La modulación se conseguirá variando el ciclo equivalente de trabajo. En caso de uso de modulación PWM, se variará el ciclo de trabajo directamente. Si por el contrario se usa modulación por desplazamiento de fase, será este ángulo el que permitirá modificar el nivel de tensión de salida. En ambos casos se consigue modificar el porcentaje de tiempo en que los transistores conducen. Se hará de forma simétrica en aras de simplicidad y menor distorsión armónica. Sin embargo existe la posibilidad de PWM asimétrica, en la que, ambas mitades del puente no reciben señales de disparo análogas [Davidson, 2008].

El grueso del artículo de Vishwanathan trata del sistema de control, que aunque no esté dentro del alcance de este proyecto, es necesario tenerlo en cuenta, ya que ciertas decisiones afectarán a la complejidad del mismo. En la misma línea de investigación se tiene el artículo de los mismos autores [Vishwanathan & Ramanarayanan, 2003]

En [Iqbal, Besar, & Venkateshaiah, 2008] se tiene un convertidor con multiplicador de tensión para un aparato de rayos X. Estos aparatos exigen una dinámica rápida. Por ello el sistema de control tiene como principal premisa alcanzar las condiciones de funcionamiento en el menor tiempo posible. El disparo se hace con desplazamiento de fase. El esquema de control varía este desplazamiento. Con objeto de hacer más pronunciada la subida, en dicho esquema de control se arranca sin desplazamiento de fase y al alcanzar el 90% del voltaje de consigna, se introduce el desfase necesitado

En este punto ya se ha recopilado suficiente información para saber que la elevada ganancia en tensión necesitada, no podrá obtenerse con sólo un transformador de alta tensión. Por ello se busca un tanque resonante con naturaleza elevadora. Aun en esa situación, puede ser necesario buscar otra fuente de ganancia. En el convertidor a diseñar se tiene 25kV, por lo que claramente la relación de transformación será alta, aun usando todo tipo de configuraciones para elevar el voltaje. Por todo ello, a falta de un estudio más profundo que permita decantar más las opciones aquí planteadas, las variantes a considerar serán:

- Inversor resonante paralelo
- Uso de múltiples convertidores
- ZVS

- Multiplicador de tensión
- Control basado en ciclo de trabajo útil.

Como resumen se concluye que el auge de las energías renovables aplicadas a satélites, junto con el desarrollo de la microelectrónica y los propulsores eléctricos ha llevado a la evolución de los satélites al punto en que está. Los tiempos en que el coste de una misión de este tipo, desde el desarrollo hasta la puesta en órbita, era mastodóntico, dejando sólo la posibilidad de afrontar dichos gastos a agencias estatales, han quedado atrás. Con esto se ha acelerado el avance de la tecnología.

La simbiosis entre otros sectores y éste, ha podido darse, gracias a la relativa apertura del mismo. Mientras que las agencias estatales son muy recelosas de su tecnología impidiendo la difusión de su conocimiento, la empresa privada, al tener unos recursos más limitados, necesita colaboradores, de forma que cada agente haga frente a una pequeña parte del diseño y de los costes y riesgos.

Esto no significa que la información técnica se difunda públicamente, pero sí que se dé entrada a entidades que antes no estaban presentes en el proceso. De esta manera, las distintas empresas se nutren de los conocimientos de otras y de su experiencia, no estrictamente necesaria del ámbito espacial. La cuestión es que gracias a esta apertura, técnicas del ámbito espacial han sido adoptadas en otros entornos y viceversa, enriqueciéndose los dispositivos diseñados en el proceso. Así todas las partes ganan.

Las expectativas de futuro para este campo de la ingeniería aeroespacial son realmente prometedoras. La facilidad con que los nuevos agentes pueden entrar en el proceso de diseño de estos dispositivos, hace que el tiempo de desarrollo disminuya considerablemente y se consigue que un mayor número de entidades, tanto públicas como privadas, participen en el juego. La continua evolución de la microelectrónica, con las investigaciones para mejorar la eficiencia de placas solares y de los convertidores de potencia en general, eliminarán las pocas desventajas que la propulsión eléctrica aún tiene sobre la tradicional. No obstante, todavía no se concibe la desaparición total de los grandes satélites. La razón es que incluso con las constelaciones de micro y nanosatélites previstas, siempre se necesitará una plataforma de comunicación que requiere gran potencia y tamaño, imposible de conseguir a día de hoy, con propulsión de este tipo. Por lo tanto, mientras que no se produzca un nuevo salto en el nivel de potencia conseguido con esta propulsión, ya sea por el convertidor en sí, o por la eficiencia en las placas solares, o, se cree un nuevo método de comunicación con menores exigencias energéticas, el papel de las grandes plataformas espaciales está asegurado.

En cualquier caso, ya sea por esta concreta aplicación, o por cualquier otra, con especificaciones similares, la investigación en convertidores de potencia con alta tensión de salida y alta eficiencia está garantizada. Más aún, si se tiene en cuenta que cada vez son más exigentes los requerimientos en cuestión de eficiencia energética. Esta es la razón por la que se augura un largo camino, a la investigación en este campo de la electrónica.

3. COMPARATIVA ENTRE DISTINTAS TOPOLOGÍAS

En este capítulo se procede a estudiar los distintos convertidores que pueden cumplir las especificaciones expuestas en capítulos anteriores. Las posibles soluciones han sido propuestas en el capítulo anterior. En este apartado se estudiarán en más profundidad y se hará una comparativa para analizar cuál de ellas se ajusta mejor a los requerimientos, y qué ventajas y desventajas presenta cada diseño.

3.1. INVERSOR

3.1.1. Transformador

La primera etapa es un inversor resonante. Como se explicó anteriormente, se necesita una alta ganancia en tensión. Parte de esta ganancia se conseguirá con un transformador con una elevada relación de vueltas. Sin embargo, no se debe exigir toda la ganancia necesaria al transformador, ya que cuanto mayor es la relación, más se aleja el comportamiento, del propio del transformador ideal. El alto ratio entre vueltas del secundario y primario exagera estas no idealidades del transformador. Por ello, en estas circunstancias, el modelo ideal deja de ser válido, obligando a considerar un modelo más complejo. En particular, se hace necesario considerar la capacidad parásita del devanado y la inductancia de dispersión.

El modelo real del transformador presenta elementos adicionales que no se van a utilizar de aquí en adelante. Dicho modelo puede verse en la Figura 3-1. Aún pueden incluirse tres elementos más que ajusten mejor el comportamiento del transformador real. Estos elementos son resistencias que modelan las pérdidas que tienen lugar en los cables. Se colocaría una resistencia en cada devanado y otra en paralelo con la inductancia de magnetización, que modelaría las pérdidas en el núcleo. En este caso no se han considerado porque al ser elementos resistivos, no van a perturbar la resonancia del dispositivo, aunque sí alterarán al mismo, produciendo caídas de tensión, que puedan llegar a ser significativas.

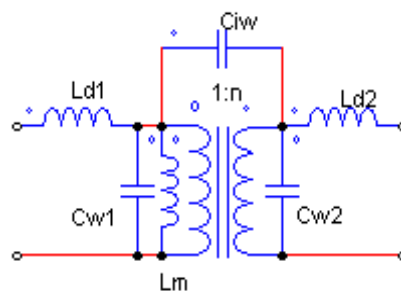


Figura 3-1. Modelo del transformador real sin pérdidas

Las bobinas L_{d1} y L_{d2} representan las pérdidas de flujo magnético entre el primario y el secundario. La inductancia es mayor cuanto mayor es la distancia entre los devanados, ya que el acoplamiento magnético empeora. Esta separación aumenta al incrementarse la relación de transformación. Ambas inductancias pueden agruparse en un único término, L_d , que reduce

ambos elementos a uno equivalente, reducido al primario o secundario, según interese. En este caso, se reducirán todos los elementos al primario, por lo que la forma de obtener este valor será: $L_d = L_{d1} + \frac{L_{d2}}{n^2}$. La inductancia de dispersión sí suele considerarse siempre que se usa un modelo no ideal del transformador.

La inductancia magnetizante, L_m , modela la corriente necesaria que debe inyectarse en el transformador para que se produzca el acoplamiento magnético y se establezca el circuito. En este caso, este elemento se va a omitir ya que se seleccionará un transformador con una inductancia magnetizante elevada. De esta forma se podrá asegurar que la corriente de magnetización sea despreciable frente a la que circula por el tanque resonante. El objetivo es que este elemento no altere la resonancia. Por ello, en esta primera fase de análisis, se va a despreciar, aunque en etapas posteriores del diseño sí se considere.

Los condensadores C_{w1} y C_{w2} se conocen como capacidad parásita del devanado o *intrawinding capacitance*. Ambos elementos se pueden agrupar en un único componente reducido al primario. De aquí en adelante, este elemento será llamado simplemente capacidad parásita del transformador. $C_p = C_{w1} + n^2 C_{w2}$. Este efecto tiene su origen en la secuencia de conductor, aire y conductor que se da en los devanados. Es sabido que esta secuencia produce el efecto de un condensador entre ambos extremos del devanado. Esta capacidad es pequeña, del orden de picofaradios. En caso de que la relación de transformación sea elevada, este condensador puede hacerse significativo, al reflejarse en el otro devanado. En este supuesto, se enmarca la necesidad de considerar este elemento parásito en esta aplicación, dada la elevada relación de transformación requerida.

El condensador C_{iw} modela la energía almacenada en forma de campo eléctrico entre los devanados primario y secundario [Ranstad & Nee, 2011]. Basta con indicar que este elemento puede dividirse en dos capacidades, cada una de las cuales queda conectada en paralelo con las capacidades del devanado. Por tanto, en caso de necesidad de considerarlo, sólo agravaría las capacidades a considerar, entre los extremos del transformador.

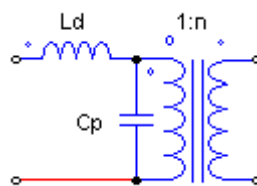


Figura 3-2. Modelo simplificado del transformador

El modelo que se va a usar es el que puede verse en la Figura 3-2. Sólo se considerarán, para el estudio a desarrollar, como se ha argumentado, la bobina de dispersión y el condensador parásito.

3.1.2. Resonancia

La combinación de ambos elementos, provoca una oscilación que distorsiona las formas de onda. Si la frecuencia de conmutación está cerca de la natural de resonancia que estos

elementos imponen, las corrientes y/o tensiones tendrán forma sinusoidal. Por tanto, debido a la existencia del transformador en el circuito, con sus no idealidades, las corrientes y tensiones presentarán esta oscilación. Es por esto que la resonancia en este proyecto no es una elección, sino que viene impuesta por la presencia del transformador.

El objetivo es, entonces, aprovechar esta circunstancia y lograr la integración de estos componentes en el sistema. Es decir, una vez seleccionado el transformador, se deberán medir estos parámetros y recalculan los distintos elementos en función de los mismos. Es posible que se necesite añadir algún componente reactivo, adicional a los parásitos del transformador. En ese caso, lo que se debe intentar es que los componentes a añadir sean lo más pequeños posible.

En particular, en esta aplicación que precisa tanta ganancia en tensión, puede ser provechoso hacer uso de la resonancia para este fin. Su utilización permite, si se opera el sistema a la frecuencia adecuada, obtener una alta relación entre la tensión de salida y la de entrada. Posteriormente se ilustrará esta circunstancia en detalle, ya que sirve como justificación en algunas de las topologías consideradas. Es en la etapa del inversor en la que se explota este fenómeno de resonancia.

Sin embargo, no todas las consecuencias del uso de resonancia son positivas. La resonancia en sí supone una oscilación que genera formas de onda, en el mejor caso, sinusoidales, con valores de pico más elevados. En la selección de los componentes, es necesario tener en cuenta estos valores de pico, convirtiéndose en el factor más restrictivo. Por ello, en muchos casos es obligatorio sobredimensionar los componentes para que soporten los valores de pico durante breves instantes.

Otra consecuencia negativa de los convertidores resonantes es que el funcionamiento del sistema es extremadamente sensible a variaciones en la frecuencia de operación. El diseño se optimiza para unas condiciones, con un rango de variación pequeño, de modo que si se precisa un amplio rango, el uso de una topología resonante puede complicar mucho el diseño e incluso hacerlo totalmente inviable. Además, la gran sensibilidad al valor de los componentes supone un reto. Debido a las bandas de tolerancia y al envejecimiento de los componentes, los valores nominales y los reales serán diferentes, alejando el funcionamiento real del diseñado.

Considerándose una única bobina y condensador, los tanques resonantes que se pueden formar, modificando la disposición de ambos elementos se muestran en la Figura 3-3. Este análisis es llevado a cabo en [Pantic, Bhattacharya, & Lukic, 2010].

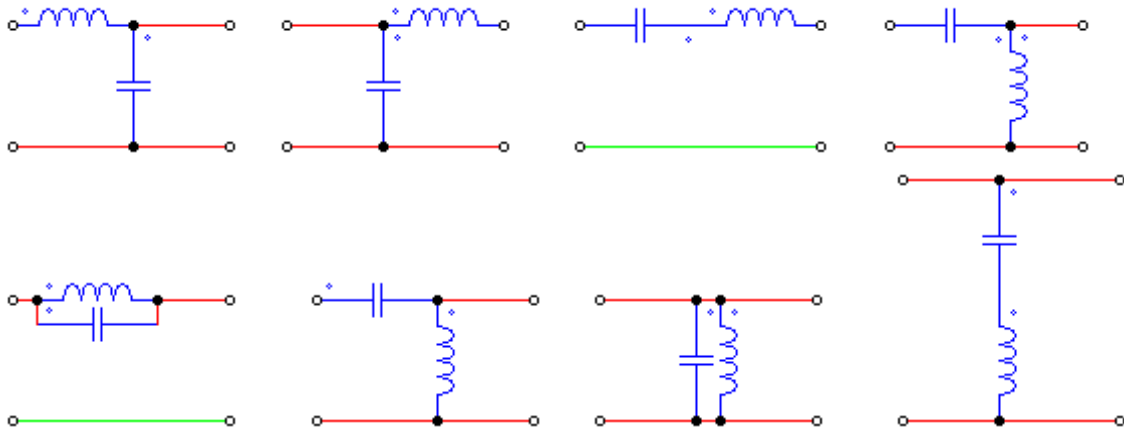


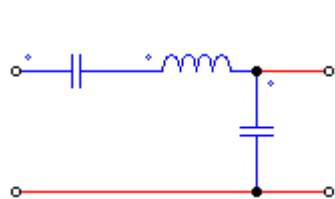
Figura 3-3. Tanques A, B, C, D, E, F, G y H

De ellos, los más comunes son el inversor resonante serie (tanque C) y el paralelo (tanque A).

El tanque serie tiene una función de transferencia en tensión, de naturaleza reductora [Erickson & Maksimovic, 2001] por lo que no es adecuado para esta aplicación. A diferencia del tanque serie, el tanque paralelo, puede tener naturaleza reductora o elevadora en función de la frecuencia a la que se opere (respecto a la de resonancia) y del factor de calidad.

En cualquier caso, como se ha indicado anteriormente, el modelo del transformador impone la topología de resonancia que se produce (sin añadir más elementos reactivos al circuito), que en este caso es la topología paralela.

Hay una variante que también se usa a menudo, conocida como serie-paralelo, con un elemento más, como puede verse en la Figura 3-4. Puesto que uno de los mayores retos y necesidades del proyecto consiste en lograr una solución lo más compacta posible, la máxima



será la de aprovechar los componentes parásitos del transformador para no tener que añadir componentes externos y reducir así el tamaño y peso. Esta es la principal razón por la que no se han considerado otros tanques resonantes de orden superior, ni éste.

Figura 3-4. Tanque serie paralelo

3.1.3. Técnicas de conmutación suave

La resonancia también hace posible la conmutación de los interruptores a tensión o corriente nula, mecanismo conocido como ZVS y ZCS, respectivamente.

3.1.3.1. Conmutación a corriente cero

ZCS se da en casos en que existe una capacidad efectiva en paralelo con los interruptores. Esto ocurre, por ejemplo, cuando se opera un circuito resonante serie en condiciones hiporresonantes (por debajo de la frecuencia de resonancia). De este modo, la corriente llega a cero antes de que la tensión se lo haga, apagándose cuando la corriente circula por el diodo en antiparalelo [Erickson & Maksimovic, 2001]. Esta técnica se usa principalmente

en circuitos cuyos interruptores son IGBTs, ya que las pérdidas en estos interruptores son mayores en el apagado que en el encendido, debido al fenómeno de cola de corriente que padecen.

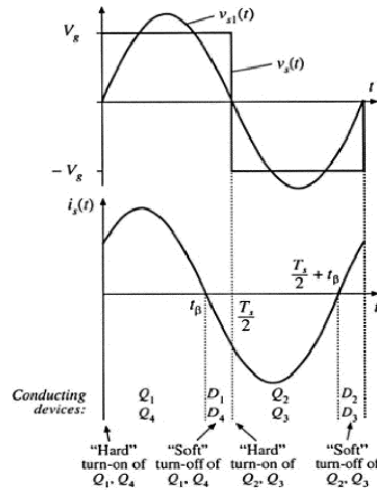


Figura 3-5. ZCS

En la Figura 3-5 se representan las ondas de corriente y tensión en un interruptor operado bajo estas condiciones de ZCS. En el instante marcado como t_β la corriente alcanza el valor cero. Sin embargo, el semiconductor no se apaga hasta que la tensión de puerta disminuya por debajo del umbral propio del interruptor. Por ello, en el instante de apagado, al alcanzar un semiperiodo, la corriente circula por el diodo, dejando la potencia perdida como nula.

3.1.3.2. Conmutación a tensión cero

La variante de conmutación a tensión cero es más apropiada para interruptores MOSFET. La mayor ventaja que supone este método en el caso del transistor MOSFET, está en que se evita el problema de la corriente inversa del diodo en antiparalelo. En general los diodos asociados a los MOSFET son lentos, por lo que requieren un tiempo relativamente elevado para modificar su estado de conducción. Esto provoca que la conmutación sea lenta y la energía almacenada, que debe evacuarse, produzca altas pérdidas en el encendido. Con esta técnica, se evitan estas pérdidas ya que en el momento del encendido, cuando la tensión pasa por cero para hacerse positiva, la corriente aún circula por el diodo.

A diferencia del caso anterior, para que este fenómeno se dé, el tanque debe presentar un comportamiento inductivo, asegurando que la corriente pase por cero después de la tensión. De forma natural se consigue esta circunstancia operando un circuito inversor resonante serie por encima de la frecuencia de resonancia (hiperresonancia).

En la Figura 3-6 se muestran las gráficas que ilustran este efecto. Puede verse que en el momento de encendido, cuando la señal de puerta presenta el flanco de subida, la corriente es negativa, por lo que circula por el diodo en antiparalelo y no por el interruptor en sí. Hasta el instante t_α la corriente no se hace positiva, es decir, hasta ese tiempo, prosigue circulando por el diodo. Tras ese momento comienza su travesía por el transistor. Esto se prolonga hasta alcanzar

el tiempo correspondiente a un semiperiodo, que coincide con el cambio en la señal de puerta. A partir de ese momento se repite el proceso. Por tanto, antes de la conducción por el interruptor se produce la misma por el diodo. La secuencia es contraria a la que ocurre en el fenómeno de ZCS en que primero conduce por el interruptor y después, antes de apagarse, circula por el diodo.

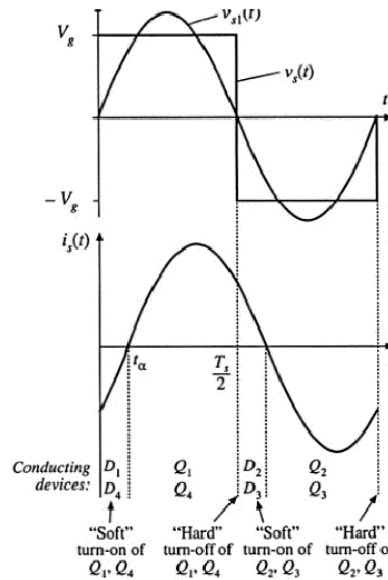


Figura 3-6. ZVS

La tendencia en las últimas décadas ha sido la de elevar la frecuencia para reducir el tamaño y peso de los elementos magnéticos. Las pérdidas en conmutación son proporcionales a la frecuencia de operación por lo que resulta vital eliminar éstas.

Otra consecuencia del no uso de estas técnicas de conmutación suave, se debe a que tienen lugar transiciones con altas y rápidas variaciones de corriente o tensión, provocando interferencia electromagnética (EMI).

La necesidad de estas técnicas en la aplicación en desarrollo es básica ya que se operará a una frecuencia relativamente alta y habrá que minimizar la interferencia electromagnética. Al ser un diseño de baja potencia, y frecuencia elevada, los interruptores que serán usados son MOSFET. Esto hace que la variante más adecuada sea conmutación a tensión cero.

3.1.4. Puente de interruptores

La selección del tipo de puente es otro factor a tener en cuenta. En principio se puede optar por una topología en puente completo, medio puente o *push-pull*. A continuación se describen brevemente las características de cada uno.

3.1.4.1. Medio Puente

Esta topología, cuyo esquema se muestra en la Figura 3-7, tiene dos interruptores de potencia. La tensión que cada uno debe soportar es la mitad de la tensión de alimentación. Las ventajas de este puente frente al puente completo son el menor número de componentes, el

disparo de los semiconductores es más sencillo, ya que los interruptores tienen ambos referencia a tierra y las sollicitaciones sobre los interruptores son menores. La configuración se completa con condensadores o bobinas en la rama de los interruptores, que pueden modificar el comportamiento del tanque.

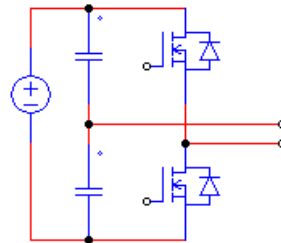


Figura 3-7. Medio puente

3.1.4.2. Puente Completo

Se compone de cuatro interruptores. El mayor inconveniente está en el mayor número de componentes y la necesidad de un sistema de disparo más complejo. Los semiconductores de la parte superior no tienen referencia a masa, por lo que se necesita un *driver* especial con fuente flotante para su disparo. Suele usarse en aplicaciones de mayor potencia. Cada interruptor debe bloquear la misma tensión que la de la fuente de alimentación.

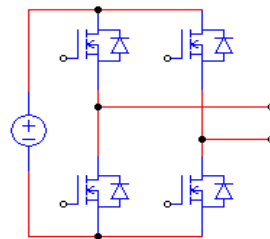


Figura 3-8. Puente completo

3.1.4.3. Push-Pull

Permite con un gobierno muy sencillo y con dos componentes, buenos resultados para potencias moderadas. Sin embargo la desventaja está en que los transistores deben soportar más tensión que en los dos casos anteriores. En el convertidor que se está desarrollando existe un problema derivado de esta configuración añadido. Esta configuración requiere un transformador de doble primario y, normalmente, doble secundario. Esta es la razón por la que se descarta esta variante para este diseño, basándonos en la limitación de peso.

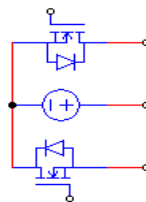


Figura 3-9. Push-Pull

En esta aplicación, al ser la tensión de alimentación baja, no es un factor crítico la tensión que deben soportar los transistores. Pero, dado que interesa tener una alta ganancia en tensión, no resulta ventajoso dividir la tensión de entrada, por lo que prevalece el puente completo sobre el medio puente.

3.1.5. Caso base

El caso base se considera el inversor resonante paralelo con un rectificador de onda completa en puente con filtro capacitivo.

Los cálculos que a continuación se presentan están hechos bajo la aproximación del primer armónico. La hipótesis que se hace es que la transmisión de energía es esencialmente a través del primer armónico, por lo que las formas de onda de corrientes y tensiones en los distintos componentes son aproximadamente sinusoidales. Incluso en casos en los que la tensión en algunos elementos se haga considerablemente cuadrada, puede seguir usándose esta aproximación, ya que se puede demostrar que el porcentaje de energía contenido en armónicos de orden superior sigue siendo despreciable [Erickson & Maksimovic, 2001], [Rashid, 2001], [Mohan, Undeland, & Robbins, Power Electronics. Converter, Applications and Design.], [Mohan, Power Electronics and Drives, 2003], [Hart, 2001]. Si la forma de corriente se aleja mucho de la típicamente sinusoidal, esta aproximación comenzará a introducir un error que podría ser significativo.

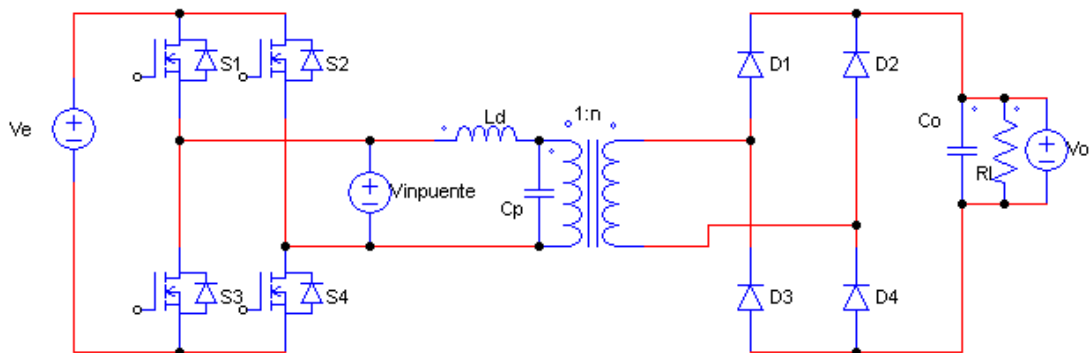


Figura 3-10. Caso base

La Figura 3-10 muestra el modelo del circuito con inversor resonante paralelo y rectificador de onda completa con filtro capacitivo. Este es el circuito que se considera punto de partida y con el que se compararán diversas posibles mejoras. El modelo reducido del mismo se muestra en la Figura 3-11. En este modelo, calculado siempre bajo la aproximación del primer armónico, la onda $V_{inpuente}$ representa precisamente el armónico de la señal completa. Esta onda será una señal cuadrada.

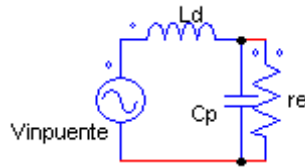


Figura 3-11. Circuito equivalente caso base

La resistencia r_e modela la carga equivalente vista desde el primario. La bobina L_d es la inductancia de dispersión total de ambos devanados y el condensador C_p es la capacidad parásita del devanado secundario reflejada en el primario.

A continuación se definen tres magnitudes que son necesarias para la comprensión de las ecuaciones que se van a exponer.

Frecuencia natural de resonancia (Ecuación 5):

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_d C_p}} \quad \text{Ecuación 5}$$

Factor de calidad del tanque (Ecuación 6):

$$Q_l = \frac{r_e}{Z_0} \quad \text{Ecuación 6}$$

Impedancia natural o característica (Ecuación 7):

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_d}{C_p}} \quad \text{Ecuación 7}$$

En los siguientes epígrafes se va a modelar cada uno de los bloques del caso base y obtener las ecuaciones de funcionamiento. Una vez hecho, se combinarán para modelar el sistema completo que supone el caso base. Cuando se haya realizado, se comenzará a analizar las diferentes mejoras o alternativas propuestas en el capítulo precedente.

3.1.5.1. Bloque de interruptores

La tensión de entrada al tanque, aquí llamada $V_{inpuente}$, es una señal rectangular con amplitud V_e , siendo ésta la tensión de alimentación continua, y con un tiempo, que coincide con el desplazamiento de fase, en que el valor es nulo. Dado que se van a realizar los cálculos bajo la hipótesis del primer armónico, esta onda se sustituirá por su equivalente en onda sinusoidal a la frecuencia fundamental (la de conmutación).

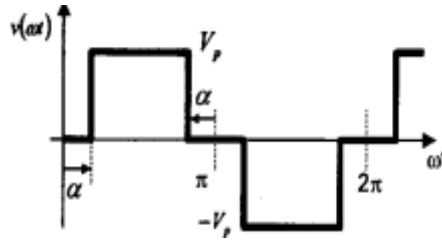


Figura 3-12. $V_{inpuente}$

La amplitud del término de primer orden de la serie de Fourier de una onda como la mostrada en Figura 3-12 sería:

$$V_{inpuente,pico1} = \frac{4V_e}{\pi} \cos \alpha \quad \text{Ecuación 8}$$

Suponiendo que el desfase entre ambos disparos es pequeño:

$$V_{inpuente,pico1} = \frac{4V_e}{\pi} \quad \text{Ecuación 9}$$

El ángulo α está relacionado con el ángulo de desfase entre el disparo de los transistores opuestos, y es la mitad de este desplazamiento de fase.

3.1.5.2. Rectificador onda completa

A continuación se va a calcular el equivalente del rectificador. Como se ha apuntado anteriormente, el equivalente del rectificador de onda completa con filtro capacitivo es una resistencia (r_e) [Erickson & Maksimovic, 2001]. Esto se corrobora comprobando que no se introduce desfase alguno entre tensión y corriente en este elemento. Suponiendo que la potencia se transmita íntegramente entre el primario y la salida se tiene que:

$$P_{prim} = P_o \quad \text{Ecuación 10}$$

$$\frac{V_{prim,eff}^2}{r_e} = \frac{V_o^2}{R_L} \quad \text{Ecuación 11}$$

$$\frac{V_{primpk}^2}{2r_e} = \frac{V_{primpk}^2 n^2}{R_L} \quad \text{Ecuación 12}$$

$$R_L = 2n^2 r_e \quad \text{Ecuación 13}$$

3.1.5.3. Inversor resonante

❖ Cálculo de V_{prim}

A continuación se presentan los cálculos del inversor con una carga resistiva, que en este caso modelaría el bloque del rectificador. Se ha tomado como origen de fases la señal de tensión de la entrada al tanque. Aplicando la ley de los nodos y operando:

$$\frac{\vec{V}_{inpuente} - \vec{V}_{prim}}{j\omega L_d} = \frac{\vec{V}_{prim}}{r_e} + \frac{\vec{V}_{prim}}{j\omega C_p} \quad \text{Ecuación 14}$$

$$\frac{\vec{V}_{inpuente}}{\vec{j}\omega L_d} = \vec{V}_{prim} \left(\frac{1}{r_e} + \frac{1}{\vec{j}\omega L_d} + j\omega C_p \right) \quad \text{Ecuación 15}$$

$$\frac{\vec{V}_{inpuente}}{\vec{j}\omega L_d} = \vec{V}_{prim} \left(\frac{\vec{j}\omega L_d + r_e - \omega^2 r_e L_d C_p}{\vec{j}\omega L_d r_e} \right) \quad \text{Ecuación 16}$$

$$\vec{V}_{inpuente} = \vec{V}_{prim} \left(\frac{\vec{j}\omega L_d + r_e - \omega^2 r_e L_d C_p}{r_e} \right) \quad \text{Ecuación 17}$$

$$\vec{V}_{prim} = \vec{V}_{inpuente} \frac{r_e}{\vec{j}\omega L_d + r_e - \omega^2 r_e L_d C_p} \quad \text{Ecuación 18}$$

$$\vec{V}_{prim} = \vec{V}_{inpuente} \frac{1}{\frac{\vec{j}\omega L_d}{r_e} + 1 - \omega^2 L_d C_p} \quad \text{Ecuación 19}$$

$$\vec{V}_{prim} = \vec{V}_{inpuente} \frac{1}{\frac{\vec{j}\omega}{\omega_0 Q_l} + 1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} \quad \text{Ecuación 20}$$

El módulo (Ecuación 21) y argumento (Ecuación 22) de este fasor será:

$$|\vec{V}_{prim}| = |\vec{V}_{inpuente}| \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_0 Q_l}\right)^2 + \left(1 - \left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)\right)^2}} \quad \text{Ecuación 21}$$

$$\alpha = \arg(\vec{V}_{prim}) = - \underbrace{\text{atan} \left(\left(\frac{\frac{\omega}{\omega_0 Q_l}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} \right) \right)}_{\delta} \quad \text{Ecuación 22}$$

Si $\omega > \omega_0 \rightarrow \delta$, el denominador será negativo y δ pertenecerá al segundo cuadrante. Definiendo:

$$\alpha^* = \text{atan} \left(\left| \frac{\frac{\omega}{\omega_0 Q_l}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} \right| \right) \quad \text{Ecuación 23}$$

Este ángulo pertenecerá al primer cuadrante, y se relaciona con δ como:

$$\delta = 180 - \alpha^* \quad \text{Ecuación 24}$$

Combinando Ecuación 23 y Ecuación 24:

$$\alpha = 180 + \alpha^* \rightarrow \alpha \in 3^{er} \text{ cuadrante} \quad \text{Ecuación 25}$$

Si $\omega < \omega_0 \rightarrow \delta$, el denominador será positivo y δ pertenecerá al primer cuadrante y de forma análoga se llega a que α será del cuarto cuadrante.

Particularizando la Ecuación 23 para la operación en un entorno de la frecuencia de resonancia:

$$|\vec{V}_{prim}| = |\vec{V}_{inpuente}| \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{Q_l}\right)^2}} \quad \text{Ecuación 26}$$

$$|\vec{V}_{prim}| = |\vec{V}_{inpuente}| \cdot Q_l \quad \text{Ecuación 27}$$

Si se define la ganancia como el cociente entre la tensión en el primario (salida del modelo) entre la de entrada al tanque (entrada del modelo):

$$M = \frac{|\vec{V}_{prim}|}{|\vec{V}_{inpuente}|} \quad \text{Ecuación 28}$$

Combinando la Ecuación 28 y la Ecuación 27 se obtiene la Ecuación 1, mostrada en el capítulo anterior.

La fase será en este caso $\mp 90^\circ$ en función de que se opere por debajo o por encima de la frecuencia de resonancia, respectivamente. En caso de que se opere ligeramente por debajo de la frecuencia de resonancia la tensión en el primario presentará un retraso cercano a 90° respecto a la tensión de entrada del tanque, origen de fases. Si se opera por encima de la frecuencia de resonancia, el desfase será también cercano a 90° pero adelantada.

Por tanto se tiene que la ganancia del puente coincide con el factor de calidad del tanque, si se opera el circuito a una frecuencia suficientemente cercana a la de resonancia.

❖ Cálculo de i_{Ld}

La corriente por la bobina de dispersión será calculada partiendo de la ley de nodos:

$$\vec{i}_{Ld} = \vec{i}_{re} + \vec{i}_{Cp} \quad \text{Ecuación 29}$$

$$\vec{i}_{Ld} = \frac{\vec{V}_{prim}}{r_e} + \vec{V}_{prim} \vec{j} \omega C_p \quad \text{Ecuación 30}$$

$$\vec{i}_{Ld} = \frac{\vec{V}_{prim}}{1 + \vec{j} \omega C_p r_e} \quad \text{Ecuación 31}$$

Su módulo y argumento será:

$$|\vec{i}_{Ld}| = \frac{|\vec{V}_{prim}| \sqrt{1 + \omega^2 C_p^2 r_e^2}}{r_e} \quad \text{Ecuación 32}$$

$$\vartheta = \arg(\vec{i}_{Ld}) = \alpha + \text{atan}\left(\frac{\omega C_p r_e}{1}\right) \quad \text{Ecuación 33}$$

Si $\omega \approx \omega_0$, las Ecuación 32 y Ecuación 33 resultarán:

$$|\vec{l}_{Ld}| = \frac{|\vec{V}_{prim}| \sqrt{1 + \frac{r_e^2}{L_d C_p} C_p^2}}{r_e} \quad \text{Ecuación 34}$$

$$|\vec{l}_{Ld}| = \frac{|\vec{V}_{prim}| \sqrt{1 + \frac{r_e^2}{Z_0^2}}}{r_e} \quad \text{Ecuación 35}$$

$$|\vec{l}_{Ld}| = \frac{|\vec{V}_{prim}| \sqrt{1 + Q_l^2}}{r_e} \quad \text{Ecuación 36}$$

$$\vartheta = \alpha + \text{atan}(Q_l) \quad \text{Ecuación 37}$$

Si además, $Q_l^2 \gg 1$, se puede hacer la aproximación $\sqrt{1 + Q_l^2} \cong Q_l$, quedando la Ecuación 36 como:

$$|\vec{l}_{Ld}| = \frac{|\vec{V}_{prim}| Q_l}{r_e} \quad \text{Ecuación 38}$$

Combinando la Ecuación 38 con la Ecuación 27 y haciendo uso de la definición de factor de calidad (Ecuación 6):

$$|\vec{l}_{Ld}| = \frac{|\vec{V}_{inpuente}| Q_l^2}{r_e} \quad \text{Ecuación 39}$$

$$|\vec{l}_{Ld}| = \frac{|\vec{V}_{inpuente}| r_e^2}{r_e Z_0^2} \quad \text{Ecuación 40}$$

$$|\vec{l}_{Ld}| = \frac{|\vec{V}_{inpuente}| r_e}{\frac{L_d}{C_p}} \quad \text{Ecuación 41}$$

❖ Cálculo de fdp

Un valor bajo de esta magnitud supone una gran circulación de energía reactiva por el circuito, sin que ésta pueda ser aprovechada. Además, en este supuesto, habría que sobredimensionar todos los componentes para que pudieran soportar altos valores de pico. Por tanto, un criterio de diseño será el de maximizar este factor, cumpliendo siempre con el resto de requerimientos. Se calcula este valor en el primario ya que en el cálculo del diseño, el rectificador se sustituye por su equivalente resistivo quedando reducido el secundario a una resistencia reflejada en el primario. Si las ondas son senoidales (aproximación del primer armónico), el factor de potencia se puede calcular como:

$$f_{dp} = \frac{P_{prim}}{S_{prim}} \quad \text{Ecuación 42}$$

$$fdp = \frac{V_{prim,eff} \cdot i_{re,eff}}{V_{prim,eff} \cdot i_{prim,eff}} \quad \text{Ecuación 43}$$

$$fdp = \frac{V_{prim,eff}}{\frac{r_e}{i_{Ld,eff}}} \quad \text{Ecuación 44}$$

Suponiendo que se opere cerca de la frecuencia de resonancia, se pueden utilizar las expresiones Ecuación 27 y Ecuación 39, dejando la Ecuación 44 como:

$$fdp = \frac{\frac{Q_l |\vec{V}_{inpuente}|}{r_e \sqrt{2}}}{\frac{|\vec{V}_{inpuente}| Q_l^2}{r_e \sqrt{2}}} \quad \text{Ecuación 45}$$

$$fdp = \frac{1}{Q_l} \quad \text{Ecuación 46}$$

Nótese que se han usado las aproximaciones que se han tomado a lo largo del análisis de esta topología. En concreto, se ha supuesto que el factor de calidad es elevado y tanto la tensión como la corriente que intervienen en la expresión, pueden aproximarse según las hipótesis anteriores. Se destaca este hecho porque esta expresión deja de ser válida en caso de un factor de calidad bajo, que impida hacer la aproximación $\sqrt{1 + Q_l^2} \approx Q_l$. Esta situación se dará en estudios sucesivos.

De la definición hecha en Ecuación 44, se deduce que el factor de potencia es el coseno del ángulo de desfase entre la tensión en el primario y la corriente por la bobina, y coincide con la inversa del factor de calidad.

Se comprueba que es coherente con la definición hecha en cuanto al desfase entre la tensión primaria y la corriente en la bobina usando los ángulos calculados teóricamente, ya que según la Ecuación 37, la expresión Ecuación 47 queda como Ecuación 49:

$$fdp = \cos(\alpha - \vartheta) \quad \text{Ecuación 47}$$

$$fdp = \cos(\alpha - \alpha - \text{atan}(Q_l)) \quad \text{Ecuación 48}$$

$$fdp \approx \frac{1}{Q_l} \quad \text{Ecuación 49}$$

En el hecho de que la ganancia del tanque y el fdp sean opuestos, se presenta la principal desventaja de este modelo, obligando a considerar otras topologías. Para poder cumplir los requerimientos de ganancia con una relación de transformación máxima de 200, se necesita una ganancia del tanque relativamente elevada, lo que repercute en el factor de potencia, que se hace excesivamente bajo. Para ilustrar esta circunstancia se van a realizar unos cálculos aproximados para una primera aproximación al diseño, sin tener en cuenta otros

factores. Para tener 25kV en la salida, con una relación de transformación de 200 y una tensión de alimentación de 5V, se necesita que en el primario haya 125V.

$$V_{prim} = V_{inpuente} Q_l = \frac{4 \cdot 5}{\pi} Q_l = 125 \rightarrow Q_l = 19,63 \rightarrow f_{pd} \approx 0,05$$

Esto obliga a considerar otras alternativas que permitan elevar la tensión que se van a estudiar en los próximos epígrafes.

3.1.6. Múltiples devanados y transformadores

Con objeto de satisfacer los requerimientos de ganancia, y en un intento por reducir la relación de transformación necesaria, se han analizado diversas configuraciones basadas en el uso de múltiples primarios y secundarios, dando lugar a varias combinaciones. Son el resultado de conexiones en serie y paralelo de los devanados. Sin embargo, hay que tener en consideración las dificultades derivadas del uso de varios transformadores conectados. En el caso ideal, y para el diseño, se considerarán los parámetros deseados del transformador. Pero en la realidad, siempre habrá pequeñas diferencias que harán que el funcionamiento no sea como el calculado.

Especialmente problemático es el caso de conexión de transformadores en paralelo. En los cálculos, se tomarán ambos transformadores con idénticas características, hecho que en la realidad no se dará. Esto provocará un comportamiento asimétrico del convertidor, pudiendo llegar a saturar alguno de los núcleos de los transformadores. Dichos inconvenientes pueden ser perfectamente salvados, pero para ello, hay que llevar a cabo un sistema de control más complejo.

Por todo ello, salvo que el análisis muestre resultados muy ventajosos, se evitará este diseño por las dificultades aquí detalladas. Además de las ya citadas, queda por exponer el principal inconveniente: el peso. Más elementos magnéticos, supone incrementar el peso notablemente.

En la salida interesa claramente aumentar tensión, sin que la corriente sea un factor crítico. Evidentemente, la corriente a la salida influirá en el rendimiento global del sistema, pero en cualquier caso, no será el factor más restrictivo. Es por esto que en caso de múltiples secundarios, o múltiples transformadores, estos deben ser conectados en serie, para sumar la tensión inducida en cada uno de ellos.

Una vez justificada la necesidad de conexión serie a la salida, se deben analizar las ventajas y desventajas de conectar previamente los devanados y posteriormente rectificar esa tensión (Figura 3-13), o, por el contrario, primero rectificar y luego conectar en serie (Figura 3-14).

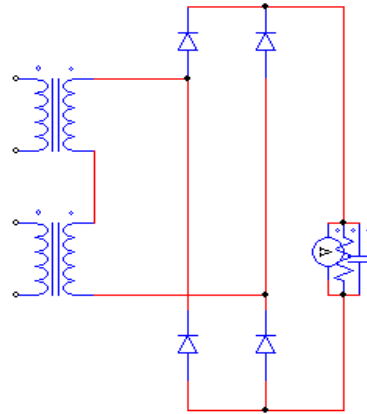


Figura 3-13. Rectificación posterior

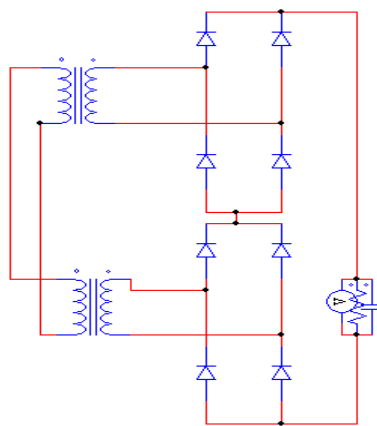


Figura 3-14. Rectificación previa

En primera instancia se puede ver que la opción de la rectificación posterior obliga a que los diodos usados sean capaces de soportar tensiones más elevadas. Con este modo, sigue habiendo un único rectificador, por lo que se necesitan cuatro diodos. Si se opta por rectificar la tensión de cada devanado y después sumarla, el número de diodos se multiplica por el número de secundarios que haya. La rectificación integrada o previa, presenta además un mejor comportamiento frente al problema de descarga que se da en materiales en aplicaciones de alta tensión [Ranstad & Nee, 2011]. En este caso, aunque un mayor número de diodos no tenga impacto en el peso total del convertidor, si afecta a la fiabilidad, al aumentar el número de componentes y las ventajas que puede aportar no son significativas por lo que se mantendrá la rectificación tradicional.

A efectos de comparar las ventajas y desventajas del uso de múltiples convertidores o devanados con respecto al caso con un único transformador de simple devanado, se calculará el equivalente de cada circuito como si tuviera un único transformador sin devanados múltiples y se contrastará con el inicial. De este modo se tendrán varios ratios entre las magnitudes del circuito analizado y el básico, que servirán para discriminar la utilidad de la modificación. Puesto que el principal objetivo es aumentar el factor de potencia, ésta será la magnitud principal a estudiar. Los cálculos se harán suponiendo la misma tensión en el secundario con la misma relación de transformación (y los mismos elementos parásitos) y la misma impedancia de

carga. Al mantener constante tensión y resistencia en el secundario, la corriente por el mismo, también debe mantenerse invariable. A estas magnitudes se les asignará el superíndice “base”.

3.1.6.1. Conexión Serie-Serie

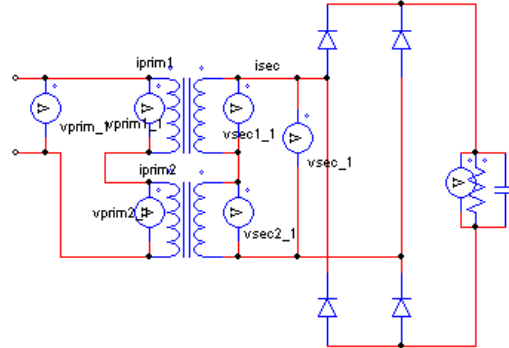


Figura 3-15. Múltiples devanados Serie-Serie

En el caso de conectar ambos transformadores, tanto en el primario como en el secundario en serie (Figura 3-15), se tiene:

$$v_{prim1} = v_{prim2} \quad \text{Ecuación 50}$$

$$v_{prim1} + v_{prim2} = v_{prim} \quad \text{Ecuación 51}$$

Combinando Ecuación 50 y Ecuación 51:

$$v_{prim1} = v_{prim2} = \frac{v_{prim}}{2} \quad \text{Ecuación 52}$$

$$v_{sec1} = v_{sec2} = \frac{v_{sec}}{2} \quad \text{Ecuación 53}$$

Al estar conectados en serie:

$$i_{prim1} = i_{prim2} = i_{prim} \quad \text{Ecuación 54}$$

$$i_{sec1} = i_{sec2} = i_{sec} \quad \text{Ecuación 55}$$

Por tanto, la resistencia equivalente en el primario sería:

$$r_{sec} = \frac{v_{sec}}{i_{sec}} = \frac{nv_{prim}}{i_{prim}/n} = n^2 r_{prim} \quad \text{Ecuación 56}$$

Esto pone de manifiesto que no se obtiene ninguna ventaja de esta configuración, ya que la relación es la misma que para el caso base con un primario y un secundario. De hecho, el equivalente de este circuito con un devanado primario y un secundario, sería idéntico al de partida.

3.1.6.2. Conexión Paralelo-Serie

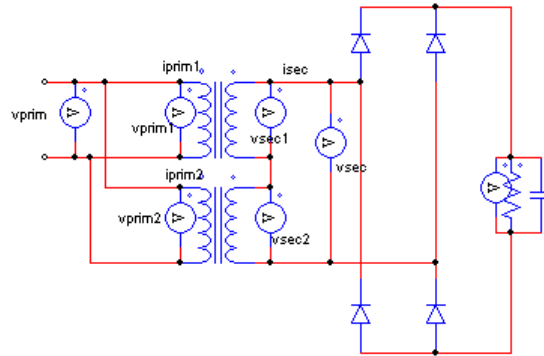


Figura 3-16. Múltiples devanados Paralelo-Serie

En el caso de entrada en paralelo y salida en serie (Figura 3-16), se tienen las siguientes relaciones:

$$v_{prim1} = v_{prim2} = v_{prim} \tag{Ecuación 57}$$

$$v_{sec1} = v_{sec2} = \frac{v_{sec}}{2} \tag{Ecuación 58}$$

$$i_{prim1} = i_{prim2} = \frac{i_{prim}}{2} \tag{Ecuación 59}$$

$$i_{sec1} = i_{sec2} = i_{sec} \tag{Ecuación 60}$$

Combinando las Ecuación 57, Ecuación 58, Ecuación 59 y Ecuación 60:

$$r_{sec} = \frac{v_{sec}}{i_{sec}} = \frac{2v_{sec1}}{i_{sec1}} = \frac{2nv_{prim1}}{i_{prim1}/n} = 2n^2r_{prim1} \tag{Ecuación 61}$$

$$r_{prim1} = r_{prim2} \tag{Ecuación 62}$$

Por estar conectadas en paralelo, se tiene que:

$$r_{prim} = \frac{r_{prim1}}{2} \tag{Ecuación 63}$$

Combinando la Ecuación 61 y la Ecuación 63:

$$r_{sec} = 4n^2r_{prim} \tag{Ecuación 64}$$

Así, el circuito reducido a un único primario y secundario quedaría como se muestra en Figura 3-17, donde r_e sería la resistencia calculada en Ecuación 64.

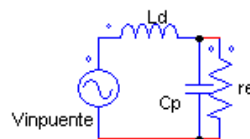


Figura 3-17. Circuito equivalente Paralelo-Serie

Imponiendo que:

$$v_{sec}^{base} = v_{sec} \quad \text{Ecuación 65}$$

$$R_{sec}^{base} = R_{sec} \quad \text{Ecuación 66}$$

Combinando las anteriores expresiones (Ecuación 65y Ecuación 66):

$$i_{sec}^{base} = i_{sec} \quad \text{Ecuación 67}$$

$$i_{prim}^{base} = i_{prim1} = i_{prim2} \quad \text{Ecuación 68}$$

$$i_{prim} = 2i_{prim}^{base} \quad \text{Ecuación 69}$$

Es decir, se consume el doble de corriente que en el caso base (ver Figura 3-17).

$$v_{sec1} = nv_{prim} \quad \text{Ecuación 70}$$

Combinando la anterior Ecuación 70 y Ecuación 58:

$$v_{sec} = 2nv_{prim} \quad \text{Ecuación 71}$$

Despejando la anterior Ecuación 71 y combinándola con el resultado de la Ecuación 65, resulta que:

$$v_{prim}^{base} = 2v_{prim} \quad \text{Ecuación 72}$$

Por el contrario, el factor de potencia se ve mejorado. De la combinación de la Ecuación 1 con la Ecuación 72:

$$Q_l^{base} = 2Q_l \quad \text{Ecuación 73}$$

Al ser el factor de potencia inverso al factor de calidad (Ecuación 46):

$$fdp = 2fdp^{base} \quad \text{Ecuación 74}$$

A pesar de esta clara ventaja, al consumirse el doble de corriente habría que rediseñar los componentes para volver a tener en rango la corriente consumida, y cumplir así la limitación de potencia a la entrada del convertidor. Para ello cuál sería preciso reducir la resistencia equivalente en el primario (con lo que variará la resistencia de carga) o modificar los elementos reactivos del transformador. Ambos se han mantenido constantes como hipótesis, para poder comparar de forma igualitaria ambas opciones. En todo caso, si se reduce la resistencia de carga, el factor de calidad disminuiría, por lo que la ganancia también lo haría, no llegando al valor necesario de tensión. Si se modificara la inductancia o la capacidad para que la impedancia característica aumente (aumentar la inductancia o reducir la capacidad), el factor de calidad, igualmente disminuiría. Cabe una posible opción para impedir que el factor de calidad disminuya y reducir la corriente. Si la Ecuación 49 se reescribe, incluyendo la definición de factor de calidad se tiene:

$$|\vec{i}_{ld}| = \frac{|\vec{V}_{inpuente}|Q_l}{Z_0} \quad \text{Ecuación 75}$$

Es sencillo comprobar que para un factor de calidad y una tensión de alimentación dados, si se incrementa la impedancia característica, se reduce la intensidad hasta el valor deseado. Desgraciadamente, aumentar esta impedancia repercute en la frecuencia de resonancia del tanque. Combinando la Ecuación 5 y la Ecuación 7:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{Z_0^2 C_p^2}} = \frac{1}{Z_0 C_p} \quad \text{Ecuación 76}$$

Consecuentemente, al aumentar dicha impedancia, la frecuencia de resonancia baja. Al principio del capítulo se argumentó el porqué interesa aumentar la frecuencia (tamaño y peso de elementos magnéticos). Además, la capacidad parásita del transformador no se puede reducir a voluntad. A pesar de que en esta fase del análisis, los parámetros del transformador son totalmente estimativos, se han utilizado valores dentro de un rango esperable, según la relación de transformación considerada. Por ello, no se puede disminuir más este valor, ya que dejaría de ser realizable cuando se implemente físicamente. Como puede verse la solución se alcanzará adoptando una solución de compromiso.

Para corroborar numéricamente lo señalado en este apartado se realizan las siguientes estimaciones. Partiendo del valor de factor de calidad calculado para el caso de partida (aproximadamente veinte), y teniendo en cuenta que con esta modificación se consigue doblar el factor de calidad, se conseguiría un valor de:

$$f_{dp} = \frac{1}{Q_l} = \frac{2}{Q_l^{base}} = 0,1 \quad \text{Ecuación 77}$$

Este valor sigue siendo muy pobre. Además, se tendría que hacer frente a las dificultades explicadas al principio de este apartado, debido a la presencia de varios transformadores trabajando en paralelo.

Los presentes cálculos se han hecho suponiendo dos transformadores como ejemplo para justificar la idoneidad o no del método, aunque se podría generalizar para cualquier otro número.

Las conclusiones son claras. La única variante que podría considerarse de las que encaja con las especificaciones sería la configuración paralelo-serie, pero dadas las desventajas que presenta, no es una opción válida. Por ello, se desecha la opción de múltiples convertidores o transformadores.

3.2. RECTIFICADOR

3.2.1. Multiplicador de tensión

Por último, se ha considerado una alternativa en la etapa rectificadora, sin que se haga ninguna modificación topológica en la etapa inversora. Se trata de sustituir el clásico rectificador de onda completa por un multiplicador de tensión. Esta solución es, en principio, muy atractiva, ya que además de conseguir rectificar la tensión aplicada en el secundario,

permite incrementar la ganancia, ayudando a satisfacer los requisitos de tensión. Así se puede imputar parte de esta ganancia a este elemento, en vez de tener que solicitarla íntegramente al transformador y al inversor resonante. Manteniendo una relación de transformación análoga a los casos analizados previamente, se puede exigir una ganancia inferior al inversor, y en consecuencia, aumentar el factor de potencia.

Sin embargo, esta alternativa no está exenta de dificultades. Brevemente se puede apuntar a la mayor complejidad respecto al rectificador en puente, el mayor número de componentes necesarios y otros problemas derivados de circunstancias particulares de esta aplicación. Posteriormente se analizarán globalmente todas las desventajas y ventajas de esta opción, para tomar una decisión sobre su idoneidad.

Antes de proceder al análisis del circuito cabe destacar que no existe una única topología de multiplicación de tensión. La más común y original fue el denominado generador o multiplicador de Cockcroft-Walton de 1932. A pesar de su denominación, no fue ninguno de estos investigadores quienes primero dieron con este circuito, sino el suizo Heinrich Greinacher, en 1919. El motivo por el que ha pasado a la historia con el nombre de Cockcroft-Walton, es que fueron ellos quienes lo popularizaron. Esta fama llegó al usarse para generar la tensión para hacer funcionar un acelerador de partículas. Con él, se produjo la primera reacción nuclear de desintegración de la historia. Por este trabajo, ambos investigadores recibieron el premio Nobel en 1951.

A partir de este sistema, se han hecho algunas modificaciones que permiten obtener, por ejemplo, multiplicaciones por un factor impar o modificar su dinámica, haciéndolo más rápido. De esta manera se consiguen mejorar ciertas prestaciones que en determinadas aplicaciones pueden ser críticas. Algunas de estas variantes se muestran en la Figura 3-18.

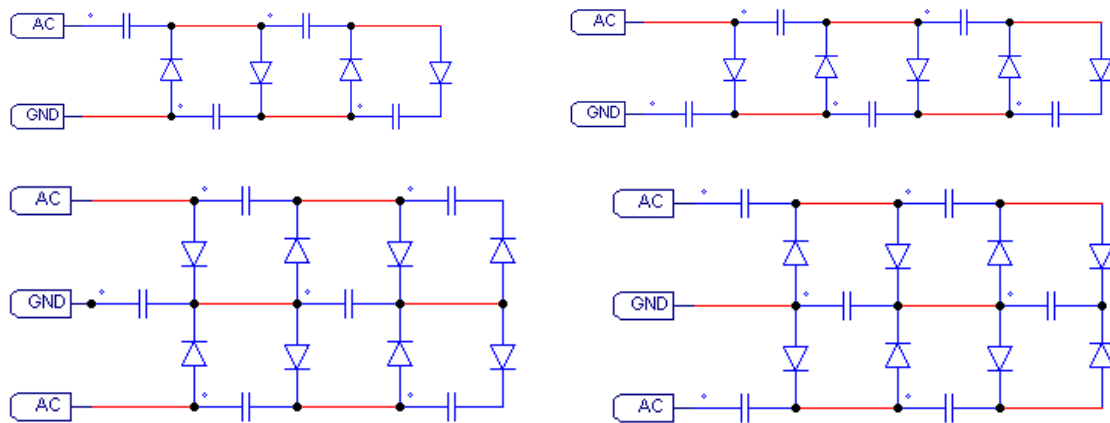


Figura 3-18. Multiplicador CW, inverso CW, simétrico CW, simétrico inverso CW

El primero que se muestra (Figura 3-18) es el multiplicador original que diseñaron Cockcroft y Walton. Los terminales etiquetados como AC son los que reciben la señal de entrada, mientras que los marcados con GND son los conectados virtualmente a masa. En realidad, no es más que una indicación sobre qué terminal se consideraría positivo y cuál

negativo, aunque no hay que olvidar que la tensión es alterna. Esta variante genera una multiplicación de tensión por un factor par.

A diferencia de éste, el multiplicador inverso (Figura 3-18) genera una tensión multiplicada por un factor impar.

Las dos figuras inferiores de la Figura 3-18 combinan las estructuras de los otros multiplicadores superiores para crear un espejo. Con esto se consigue que la impedancia del circuito disminuya, al quedar más condensadores en paralelo [Sun, Konishi, Ogino, Chu, & Nakaoka, Series resonant high-voltage PFM DC-DC converter with voltage multiplier based a two-step frequency switching control for medical-use X ray power generator, 2000]. La capacidad efectiva aumenta y como consecuencia, el rizado se suaviza. Además, el hecho de que se reduzca la impedancia manteniéndose el mismo nivel de tensión, permite el consumo de corrientes más elevadas.

3.2.1.1. Estudio de una celda

Los multiplicadores de tensión se basan en celdas compuestas por diodos y condensadores. Estos diodos permiten, sucesivamente, cargar unos condensadores y descargar otros, transmitiendo siempre energía a la carga. Con objeto de explicar el funcionamiento de este circuito, se va a describir inicialmente el comportamiento de un multiplicador de tipo Cockcroft Walton compuesto de una única celda, es decir, de una etapa.

Cada celda se compone de dos diodos y dos condensadores. Por simplicidad se consideran ambas capacidades del mismo valor. Igualmente, los diodos se consideran ideales. Se supone, asimismo, la fuente de tensión sinusoidal. La celda puede verse en la Figura 3-19:

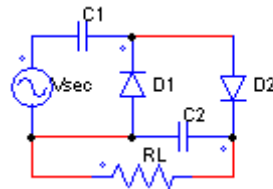


Figura 3-19. Celda básica multiplicación

Con objeto de hacer más sencilla la comprensión, se muestra una simulación de dicha celda en la Figura 3-20. Los valores no son importantes ya que sólo se pretende ilustrar las formas de ondas a través de los diferentes componentes, para estudiar el funcionamiento.

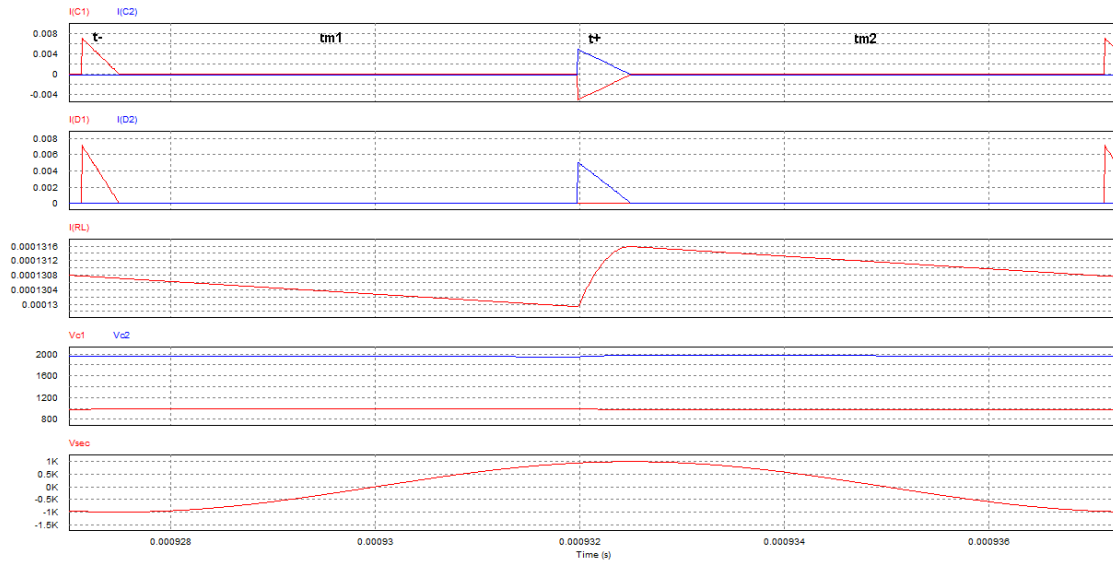


Figura 3-20. Corriente por los condensadores, diodos y carga y tensión en condensadores y entrada

Para esta simulación los valores de los componentes usados son $C_1 = C_2 = 50pF$ y $R_L = 15M\Omega$. El generador de tensión tiene una amplitud (valor de pico) $V_{secpk} = 1kV$ y una frecuencia de 100kHz. En las simulaciones realizadas con PSIM® es necesario incluir resistencias en paralelo con los diodos, para el correcto funcionamiento del dispositivo. La razón es que el modelo que utiliza este programa para este semiconductor cuando está abierto, es una resistencia de valor 10kΩ. Al ser la resistencia de carga, en este caso, muy superior a estas resistencias, cuando el diodo está en corte, la corriente circula por la resistencia que por defecto trae el diodo de 10kΩ, en lugar de evitar la rama del semiconductor, como debería ser. La solución consiste en colocar una resistencia en paralelo con el diodo, de valor lo suficientemente elevado. Así se puede asegurar que realmente se comporte como el modelo ideal del diodo, cuando está abierto, es decir, sin que circule corriente por ellos. Las resistencias consideradas en los diodos son de 10GΩ.

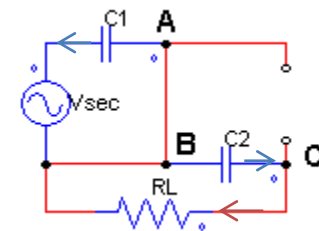


Figura 3-21. Celda básica en t-

El periodo etiquetado como t- corresponde al tiempo en que está en conducción el diodo D1. Para que se active D1 debe cumplirse que su tensión ánodo-cátodo sea mayor que cero. El ánodo corresponde al punto etiquetado como B y el cátodo como A en la Figura 3-21, donde se muestra el circuito equivalente en ese instante. Esto ocurre cuando el generador está en su semiciclo negativo, dejando una tensión en B que debe ser menor que la que tuviera inicialmente el condensador C1. Previamente, dicho condensador se habrá descargado,

quedando a una tensión inferior al valor de pico del generador. Gracias a esto se polariza el diodo D1. Cuando la tensión que la fuente entrega supere dicho valor, forzará a que entre en conducción.

En esta etapa, la tensión en el generador es negativa, por lo que puede considerarse que está colocado con la polaridad inversa y en su semiciclo positivo. De este modo se pueden realizar todos los razonamientos considerando las magnitudes en valor absoluto. Por tanto, la corriente sale del terminal inferior del generador.

Al llegar a A, podría, en principio, ir hacia C1 o hacia D2. Para que el segundo diodo estuviera también en activa, la tensión en A debería ser mayor a la que hay en C (que corresponde a la tensión de salida). Si esto fuera así y se polarizara D2, C2 quedaría cortocircuitado, al igual que la resistencia de carga. Por ello, la tensión de salida sería nula y el generador no estaría entregando corriente. Esto no es posible. Por ello, la única posibilidad es que D2 esté en abierto. De esta forma, se deja la resistencia de carga en serie con el condensador C2 y la corriente que circula por el diodo D1, atraviesa C1 para cerrar la malla por el generador.

De la simulación (Figura 3-20) se aprecia que la corriente que circula por la carga es más de un orden de magnitud menor que la corriente que circula por el diodo D1 y el condensador C1. Esto muestra que prácticamente la carga junto con el condensador C2 forman una red, de forma que es el condensador C2 el que alimenta a la carga en este periodo, mientras que el generador únicamente carga al condensador C1.

En este tiempo, C2 se descarga a través de R_L , siendo la tensión en bornes de este condensador igual a la de salida. En este tiempo, este condensador cede energía a la carga, razón por la cual, la tensión en bornes de C2 se reduce a medida que aumenta la presente en bornes de la carga.

$$\tau = R_L C_2 = 7,5 \cdot 10^{-4} s \quad \text{Ecuación 78}$$

$$T_{1/2} = \frac{1}{2f} = 5 \cdot 10^{-6} s \quad \text{Ecuación 79}$$

Dado que la constante de tiempo de esta descarga es mayor que el semiperiodo del generador, puede considerarse que la corriente es aproximadamente constante. Con esta suposición se puede aproximar la variación de tensión en el condensador a una recta como predice la siguiente relación:

$$i_{C2} = C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} \rightarrow \Delta V_{C2} = i_{C2} \frac{\Delta t}{C_2} \quad \text{Ecuación 80}$$

Además, suponiendo que la tensión de salida tiene un rizado pequeño, y puede considerarse constante, esa corriente por el condensador puede calcularse como cociente de la tensión de salida y la resistencia de carga.

Por otro lado, el condensador C1 se carga por efecto de la corriente inyectada por el generador, a través del primer diodo. Su tensión será la misma que la del generador, en cada instante, quedando a más tensión el terminal de la derecha, A. Esta situación se mantiene hasta

que el generador alcanza su valor de pico, momento en el que el diodo D1 deja de conducir. En ese instante, B, tendrá una tensión menor que el valor de pico del generador y A tendrá la máxima que haya alcanzado este condensador, justamente, el valor de pico.

En este momento finaliza este periodo, dejando C1 cargado con tensión el valor de pico del generador y C2, descargándose linealmente por R_L . Esto coincide con el valor mínimo de la tensión en el generador.

El siguiente periodo es t_{m1} . Este periodo es el tiempo entre el mínimo de la tensión del generador y el valor de éste que fuerce al segundo diodo a conducir. Durante este espacio de tiempo ninguno de los diodos está activo, dejando al generador sin ningún camino por donde circular la corriente. Por ello, no entrega energía en este periodo. La carga continúa siendo alimentada por C2, que sigue descargándose lentamente, exactamente igual que en el caso anterior. Al no circular corriente por el primer condensador, queda aislado, manteniendo constante su tensión en bornes, que coincide con la amplitud del generador. El circuito equivalente se muestra a continuación (Figura 3-22):

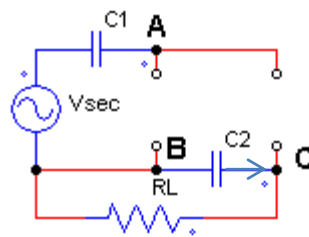


Figura 3-22. Celda básica en t_{m1}

El segundo diodo no se pone en conducción hasta que la fuente de tensión no alcanza un valor tal, que al sumarse al de $C1$ (valor de pico), sea mayor que la tensión en la carga. Es decir, el que tiene el segundo condensador. A medida que $C2$ se descarga y el generador aumenta su valor instantáneo, se va haciendo más favorable la entrada en conducción de este diodo. Puesto que la descarga de $C2$ es muy lenta, y la tensión en bornes de la carga puede considerarse casi constante, el factor que determina cuándo se cierra $D2$ es la tensión del generador.

El periodo t_+ empieza en ese momento. En esta situación se tiene a $D2$ conduciendo y $D1$ en inversa (B tiene tensión nula y la tensión en A es la instantánea del generador más su valor de pico). Esto se muestra en la Figura 3-23. El generador alimenta a la carga y además, recarga el segundo condensador. Por esto se observa en la simulación (Figura 3-20) que el valor de pico de la corriente por $D1$ es superior al que tiene lugar en el tiempo en que conduce $D2$, ya que en el primero sólo existe la impedancia de $C1$ y en el segundo, ésta se suma a la del condensador $C2$ en paralelo con la carga.

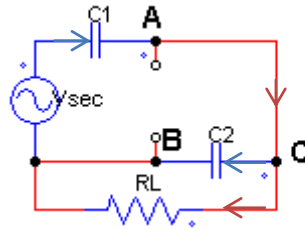


Figura 3-23. Celda básica en t+

Como puede verse en la figura, C2 y R_L quedan en paralelo. Las ecuaciones que rigen el comportamiento en esta etapa son:

$$V_o = V_{C2} = V_{sec} + V_{C1} \quad \text{Ecuación 81}$$

$$i_{C1} = i_{C2} + i_{RL} \quad \text{Ecuación 82}$$

$$C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} + \frac{V_o}{R_L} \quad \text{Ecuación 83}$$

Sustituyendo V_{C1} de Ecuación 81 en la Ecuación 83:

$$C_1 \left(\frac{dV_o}{dt} - \frac{dV_{sec}}{dt} \right) = C_2 \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R_L} \quad \text{Ecuación 84}$$

Merece la pena especificar que el término $\frac{dV_{C1}}{dt}$ es negativo, ya que C1 se descarga, por lo que la Ecuación 84 puede escribirse como:

$$C_1 \left(-\frac{dV_o}{dt} + \frac{dV_{sec}}{dt} \right) = C_2 \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R_L} \quad \text{Ecuación 85}$$

$$(C_2 + C_1) \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R_L} = C_1 \frac{dV_{sec}}{dt} \quad \text{Ecuación 86}$$

Ignorando el término de la derecha de la igualdad (Ecuación 86), es fácil identificar esta ecuación con la que se da durante la carga exponencial de un condensador (recordar que $V_{C2} = V_o$). Además, si se quiere resolver dicha igualdad, utilizando la transformada de Laplace y teniendo en cuenta que el generador es senoidal, el proceso no es complejo.

El periodo acaba en el momento en que el segundo diodo se apaga. Esto ocurre cuando el generador empieza a disminuir su amplitud. En ese momento, la tensión que suman el generador y C1 no supera la máxima que ha alcanzado C2, coincidiendo con el extremo de amplitud del generador. Es entonces cuando C2 alcanza su máxima tensión, que será el doble de la amplitud del generador (en el caso ideal), doblándose la tensión de entrada.

Por último, antes de completar el ciclo, falta un nuevo periodo, t_{m2} , en que ambos diodos están en corte. Este caso es idéntico al descrito en t_{m1} . El primer diodo queda aislado, manteniendo la tensión con la que ha quedado de la etapa anterior, a la vez, C2 se descarga alimentando a la carga. El final de este periodo coincide con el inicio de t_- , completándose el ciclo.

Como conclusión hay que destacar que cuanto menor corriente sea demandada por la carga, menor será el rizado (menos se descarga el condensador) y por tanto, más se acercará el comportamiento al ideal (en circuito abierto).

3.2.1.2. Generalización para N celdas

Idealmente, el número de celdas que se puede utilizar es arbitrario. Sin embargo, debido a las limitaciones que se dan en la realidad, el número de etapas de multiplicación no debe superar un cierto número, ya que a partir de ese valor el rendimiento disminuye por debajo de valores aceptables. Este número depende de la aplicación y de los requerimientos.

Como ya se ha apuntado anteriormente, cuanto mayor sea la corriente demandada, mayor será el rizado y por tanto, el valor medio de la tensión de salida se reducirá. Sin embargo ésta no es la única limitación, o el único factor que afecta al comportamiento.

La tensión que se obtendrá a la salida del multiplicador puede calcularse como la que idealmente se genera menos la que cae resultado de la impedancia total del circuito (Ecuación 87). Esto se plasma en varios artículos ya citados en la bibliografía, como [Sun, Konishi, Ogino, & Nakaoka, Series resonant high-voltage ZCS-PFM DC-DC converter for medical power electronics, 2000]).

$$V_o = 2NV_{secpk} - \frac{i_{RL}}{fC} Z(N) \quad \text{Ecuación 87}$$

- ❖ N es el número de etapas multiplicadoras.
- ❖ Vsecpk es la amplitud de la señal de entrada Vsec.
- ❖ i_{RL} es la corriente por la carga.
- ❖ f es la frecuencia de funcionamiento.
- ❖ C es la capacidad de los condensadores del multiplicador, supuestos todos iguales.
- ❖ Z(N) es un factor que determina la impedancia total del multiplicador en función del número de etapas. Este término es diferente según la topología de multiplicación elegida. En la Tabla 3-1 puede verse este factor en función del número de etapas y de la topología.

El factor R(N) determina el rizado. La tensión de salida ideal sería la obtenida en vacío, que será el producto de la amplitud de la señal de entrada y el factor de multiplicación.

$$\Delta V_o = \frac{N(N + 1)}{2fC} i_{RL} \quad \text{Ecuación 88}$$

	Z(N)	Vo ideal	R(N)
CW	$\frac{2}{3}N^3 + \frac{1}{2}N^2 + \frac{1}{3}N$	$2NV_{secpk}$	$\frac{N(N+1)}{2}$
CW inverso	$\frac{2}{3}N^3 - \frac{1}{2}N^2 + \frac{1}{3}N$	$(2N-1)V_{secpk}$	$\frac{N(N+1)}{2}$
CW simétrico	$\frac{1}{6}N^3 + \frac{1}{4}N^2 + \frac{1}{3}N$	$2NV_{secpk}$	$\frac{N}{2}$
CW simétrico inverso	$\frac{1}{6}N^3 - \frac{1}{4}N^2 + \frac{1}{3}N$	$(2N-1)V_{secpk}$	$\frac{N}{2}$

Tabla 3-1. Factores de impedancia, tensión y rizado de multiplicadores

Como se apuntó antes, a igualdad de etapas, la impedancia es mayor en los casos no simétricos y en las topologías no inversas. En un microsátélite, el espacio ocupado es vital, por lo que ambas variantes simétricas son descartadas. Además, la mayor capacidad de corriente, no justifica doblar el número de componentes, porque cuanto mayor sea la corriente demandada, más se alejará el comportamiento del equipo respecto al ideal. Entre la opción inversa o no, la no inversa consigue mayor tensión de salida con igual rizado, por lo que se usa esta opción. Por tanto la tensión de salida con carga resultará de la combinación de la información de la Tabla 3-1 y la Ecuación 87:

$$V_o = 2NV_{secpk} - \frac{i_{RL}}{fC} \left(\frac{2}{3}N^3 + \frac{1}{2}N^2 + \frac{1}{3}N \right) \quad \text{Ecuación 89}$$

Si el número de etapas es relativamente alto se pueden despreciar términos de orden inferior al cúbico resultando:

$$V_o \approx 2NV_{secpk} - \frac{i_{RL}}{fC} \left(\frac{2}{3}N^3 \right) \quad \text{Ecuación 90}$$

En [Lamantia, Maranesi, & Radrizzani, 1994] aparece una expresión similar pero que difiere en el factor Z(N). En este caso se hace referencia a una alimentación con onda rectangular, caracterizada por el valor del ciclo de trabajo, D. Se define $D = \frac{T_1}{T}$, con T₁ es el tiempo que la señal de entrada se mantiene constante al valor de pico en negativo y T es el periodo de la onda. En cualquier caso, si el número de células multiplicadoras es relativamente elevado, en ambos casos, dicho factor se aproximará al término cúbico, que es idéntico. La razón tras esta diferencia está en que el proceso de carga y descarga depende fuertemente de la fuente de tensión que se use como alimentación. Es lógico pensar que el aspecto dinámico del proceso varíe si se alimenta con una tensión cuadrada, sinusoidal o triangular. La primera es la que mantiene mayor tiempo a nivel máximo la tensión. Esto permite que la carga sea más rápida y que se alcance por tanto, mayor tensión en cada condensador, a igualdad de tiempo y corriente. Por la misma razón, la fuente senoidal tiene un comportamiento intermedio, mientras la triangular sería la más desfavorable. Para mostrarlo, se muestra una simulación con los

resultados de la tensión de salida cuando se alimenta con los tres tipos de fuente en Figura 3-24 y Figura 3-25.

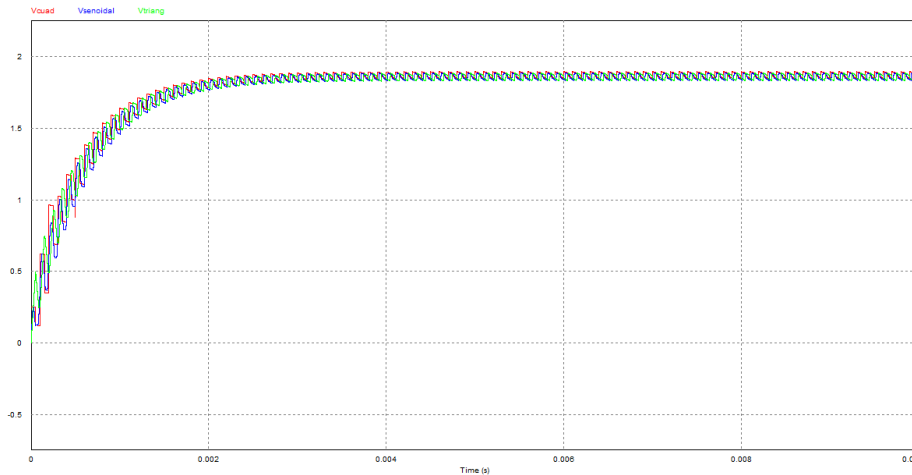


Figura 3-24. Tensión de salida con generador de onda cuadrada, senoidal y triangular

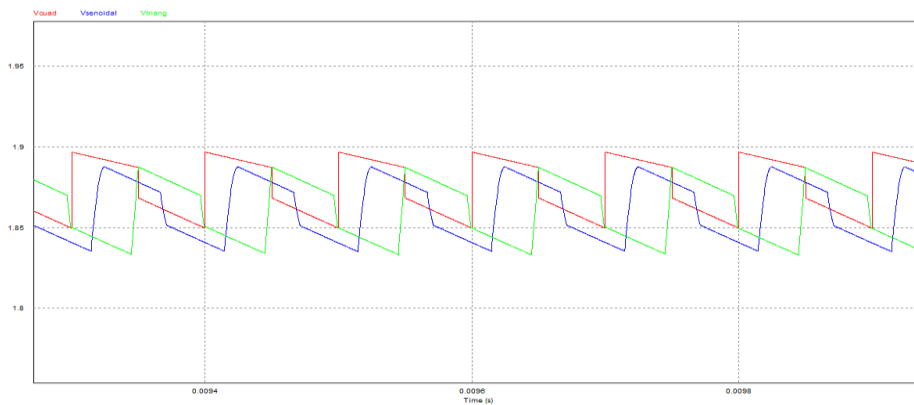


Figura 3-25. Detalle de la tensión de salida

Se aprecia que la opción que más se acerca al caso ideal es el de alimentación con onda cuadrada, seguida de la alimentación senoidal y triangular. La diferencia en este caso no es excesivamente significativa, pero al aumentar la tensión de alimentación se agravará dicha diferencia.

Extrapolar el funcionamiento de un multiplicador de una celda al de N celdas, no precisa, en principio, realizar un análisis muy profundo. Sin embargo, sí es necesario estudiar la secuencia en que los semiconductores entran en conducción o corte, ya que no es trivial. Además, un simple análisis circuital permite ver que hay ligeras variaciones derivadas de tener ramas adicionales, que hacen que las ecuaciones de corrientes en los nodos sufran modificaciones.

A continuación se muestra el caso de un multiplicador de cinco etapas que se utilizará como ejemplo para las justificaciones necesarias.

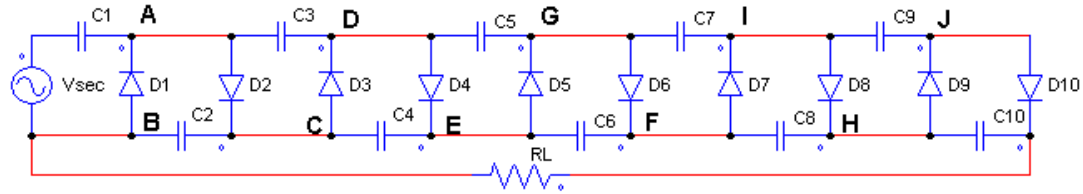


Figura 3-26. Multiplicador cinco celdas

Primero se va a estudiar la secuencia de activación de los diodos. Considerando N celdas, se designarán C_{2i-1} a los condensadores de la parte superior de la red, C_{2i} a los de la zona inferior, D_{2i-1} a los diodos que conducen en el semiciclo negativo y D_{2i} a los que conducen en el positivo, siendo i el número de la celda considerada. Se empezará analizando el semiciclo negativo.

Es directo pensar que en cada semiperiodo en que la tensión de entrada es positiva o negativa, existen N diodos en la posición adecuada para su activación. La cuestión que se debe analizar es si todos entran en conducción simultáneamente, si lo hacen sucesivamente y en su caso, el orden de la secuencia.

Considerando el semiciclo negativo del generador, los diodos que pueden entrar en conducción son los impares, dada su colocación. En el párrafo anterior se plantean dos posibilidades para el funcionamiento de los diodos: que entren simultáneamente todos en conducción o que lo hagan de forma escalonada. Para determinar cuál es la opción correcta se analizarán las tensiones entre ánodo y cátodo de cada diodo de los candidatos. Puesto que esa tensión dependerá del valor instantáneo de la tensión de alimentación parece más lógico pensar que no todos los diodos tengan la misma tensión entre sus terminales.

Se va a empezar analizando el semiperiodo negativo. Por analogía con el funcionamiento expuesto para una única celda, se supone que en el periodo anterior los condensadores pares (Ecuación 91) han quedado cargados a la tensión máxima (la de amplitud de alimentación) y los impares (Ecuación 92) han cedido algo de carga para alimentar a la resistencia de salida, por lo que su tensión será inferior a la de amplitud de la señal de entrada.

A continuación se calculan las tensiones en los nodos etiquetados en la Figura 3-26:

$$V_{C_{2i}} = 2V_{secpk} \quad \text{Ecuación 91}$$

$$V_{C_{2i-1}} = 2V_{secpk}^- \quad \forall i \neq 1 \text{ y } V_1 = V_{secpk}^- \quad \text{Ecuación 92}$$

$$V_B = V_{sec} \quad \text{Ecuación 93}$$

$$V_A = V_{secpk}^- \quad \text{Ecuación 94}$$

$$V_C = V_{sec} + 2V_{secpk} \quad \text{Ecuación 95}$$

$$V_D = V_{secpk}^- + 2V_{secpk}^- \quad \text{Ecuación 96}$$

$$V_E = V_{sec} + 4V_{secpk} \quad \text{Ecuación 97}$$

$$V_G = V_{secpk}^- + 4V_{secpk}^- \quad \text{Ecuación 98}$$

$$V_F = V_{sec} + 6V_{secpk} \quad \text{Ecuación 99}$$

$$V_I = V_{secpk}^- + 6V_{secpk}^- \quad \text{Ecuación 100}$$

$$V_H = V_{sec} + 8V_{secpk} \quad \text{Ecuación 101}$$

$$V_J = V_{secpk}^- + 8V_{secpk}^- \quad \text{Ecuación 102}$$

Por lo que las tensiones entre el ánodo y cátodo de los diodos impares son:

$$V_{D1} = V_{sec} - V_{secpk}^- \quad \text{Ecuación 103}$$

$$V_{D3} = V_{sec} + 2V_{secpk} - 3V_{secpk}^- \quad \text{Ecuación 104}$$

$$V_{D5} = V_{sec} + 4V_{secpk} - 5V_{secpk}^- \quad \text{Ecuación 105}$$

$$V_{D7} = V_{sec} + 6V_{secpk} - 7V_{secpk}^- \quad \text{Ecuación 106}$$

$$V_{D9} = V_{sec} + 8V_{secpk} - 9V_{secpk}^- \quad \text{Ecuación 107}$$

Es sencillo ver que es en el último caso (Ecuación 107), en el que para un mismo valor instantáneo de la tensión de entrada V_{sec} , se tiene un resultado más positivo. O, lo que es equivalente, es la primera ecuación que se hace cero al ir aumentando V_{sec} . En este estado, para un multiplicador de cinco celdas, el circuito queda como se observa en la Figura 3-27:

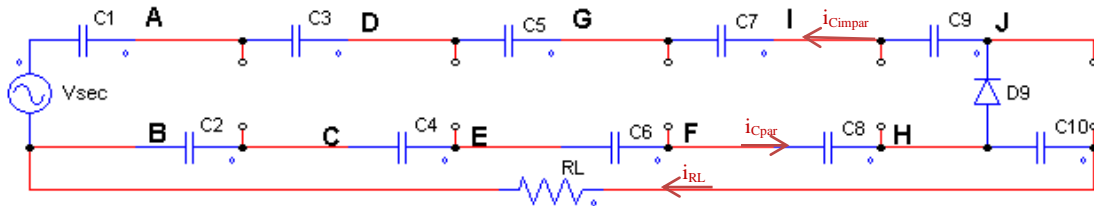


Figura 3-27. Multiplicador cinco celdas t-

En el nodo H, la ecuación en corrientes es

$$i_{Cpar} = i_{Cimpar} + i_{RL} \quad \text{Ecuación 108}$$

A continuación se muestran los resultados de las simulaciones realizadas que permiten comprender más fácilmente lo que ocurre en cada instante (Figura 3-28 y Figura 3-29).

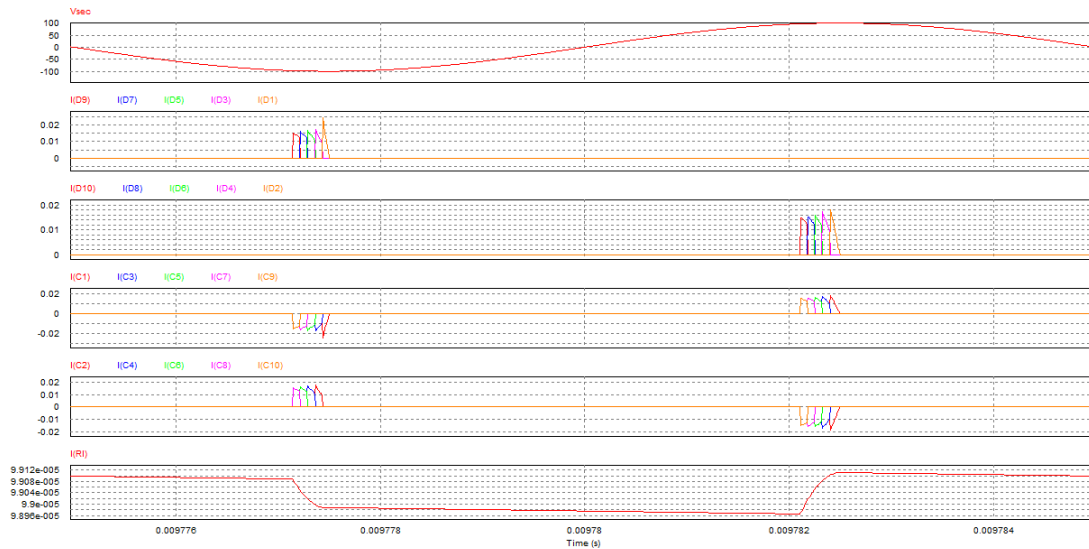


Figura 3-28. Corriente en los condensadores, diodos y carga y tensión de entrada

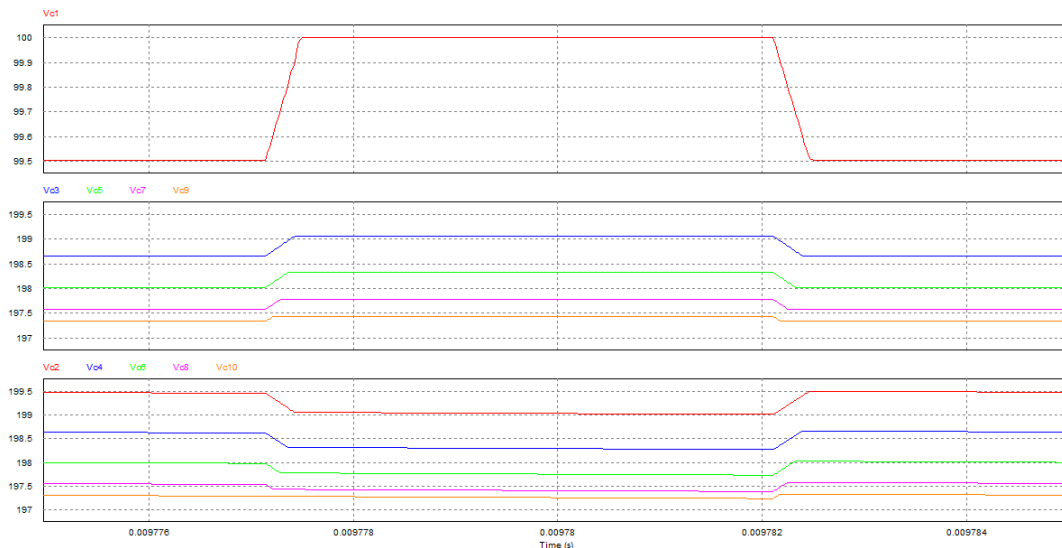


Figura 3-29. Tensión en condensadores

En Figura 3-27 puede verse que la resistencia de carga queda en serie con el condensador C10 y en paralelo con el conjunto de condensadores pares, conectados en serie entre sí. Por lo tanto, C10 se descarga a través de R_L mientras los restantes condensadores pares se descargan, para cargar a los impares. Puede observarse en la Figura 3-28 que la corriente por la carga es muy inferior a la denominada i_{Cpar} , ya que la resistencia de carga tiene una impedancia muy superior a la impedancia de los condensadores. Esto provoca que la tensión en C10 apenas varíe. Por el contrario, la caída de tensión en los condensadores pares es más pronunciada.

A medida que el tiempo pasa, los condensadores impares se cargan aumentando su tensión en bornes a costa de los pares que pierden tensión. Simultáneamente, la tensión en el generador aumenta su valor instantáneo absoluto. Esto hace que, al tener mayor número de condensadores pares en serie que han perdido tensión y más impares que han ganado, este último diodo D9 es el que más acusa la diferencia de tensión ánodo-cátodo entre el instante

inicial del periodo y el actual. En ese momento, la tensión deja de ser positiva, dejando de conducir. Esto coincide con el momento en que el diodo anterior, en este ejemplo, el diodo D7, tiene una tensión entre sus extremos positiva, entrando en conducción. Esta secuencia se repite hasta llegar al primer diodo, que se apaga en el momento en que la tensión en la entrada alcanza el extremo negativo.

El funcionamiento es análogo en el semiciclo positivo. En los tiempos intermedios, en que no conduce ningún diodo, el comportamiento es idéntico al de una celda. La única diferencia reside en que la descarga de los condensadores pares es más rápida, al quedar todos conectados en serie, y resultar su capacidad total inferior y por tanto, la constante de tiempo se reduce. Esto es lo que se muestra en el equivalente de la Figura 3-30:

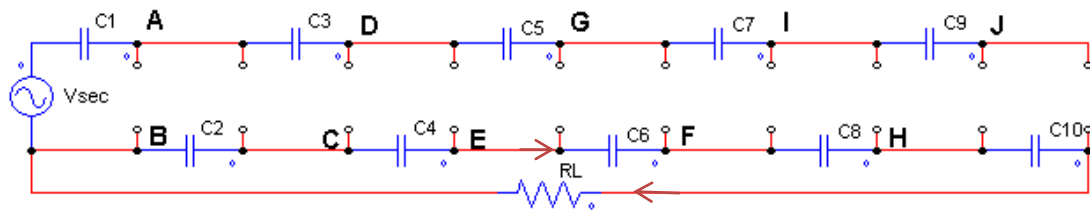


Figura 3-30. Multiplicador cinco celdas tm

Para esta simulación se han modificado los valores de los componentes respecto al caso de una celda, simplemente para obtener un mejor funcionamiento del mismo. En cualquier caso, el objeto de dicha simulación es justificar la validez de lo descrito anteriormente de forma cualitativa, probando que las formas de onda son como se predijo y no tanto el valor.

Por lo tanto, el funcionamiento del multiplicador se basa en una carga sucesiva de condensadores, al igual que una activación y desactivación secuencial de los diodos.

3.2.1.3. Equivalente del multiplicador

Una vez descrito el funcionamiento a más bajo nivel del circuito multiplicador, se procede a su caracterización a alto nivel. Con ello se pretende obtener un equivalente del sistema, apto para su simulación y que facilite el diseño.

En [Lamantia, Maranesi, & Radrizzani, 1994] se obtiene el equivalente del multiplicador con un modelo de parámetros privilegiados. En este artículo se obtienen dichos parámetros de forma general, para cualquier número de celdas multiplicadoras. Para reducir el secundario a un esquema equivalente al obtenido en el caso de partida (inversor resonante paralelo con rectificador de onda completa en puente), se pretende obtener la impedancia equivalente del secundario. Ya se ha demostrado que el multiplicador trabajando en vacío, sin carga, produce una tensión de salida $2N$ veces superior a la amplitud de la tensión de entrada. Al conectar una carga y demandar ésta, corriente, se produce la descarga de los condensadores, haciendo que el valor medio en la salida disminuya, como se discutió previamente. Ésta se modela como el voltaje que cae en la resistencia equivalente del circuito, R_{out} (Ecuación 4).

Considerando el rizado lo suficientemente bajo, se puede suponer la corriente por la carga constante y coincidente con su valor medio. Sustituyendo esta corriente por su valor en función de la tensión de salida y de la resistencia de carga, la Ecuación 4 resulta:

$$V_o = 2NV_{secpk} - R_{out} \cdot \frac{V_o}{R_L} \quad \text{Ecuación 109}$$

$$V_o \left(1 + \frac{R_{out}}{R_L}\right) = 2NV_{secpk} \quad \text{Ecuación 110}$$

$$V_o = \frac{2NV_{secpk}}{\left(1 + \frac{R_{out}}{R_L}\right)} \quad \text{Ecuación 111}$$

Sustituyendo la resistencia de salida por el valor correspondiente de la Tabla 3-1, y despreciando los términos de orden inferior al cúbico, la Ecuación 111 queda:

$$V_o = \frac{2NV_{secpk}}{\left(1 + \frac{2N^3}{3fCR_L}\right)} \quad \text{Ecuación 112}$$

Dado que en todo momento se están considerando elementos ideales, se debe cumplir que la potencia en el primario y en la salida sea la misma. De esta igualdad se obtendrá la resistencia equivalente en el primario, operando y despejando:

$$\frac{V_o^2}{R_L} = \frac{\left(\frac{V_{primpk}}{\sqrt{2}}\right)^2}{r_e} \quad \text{Ecuación 113}$$

$$\frac{\left(\frac{2NV_{secpk}}{\left(1 + \frac{2N^3}{3fCR_L}\right)}\right)^2}{R_L} = \frac{\left(\frac{V_{primpk}}{\sqrt{2}}\right)^2}{r_e} \quad \text{Ecuación 114}$$

$$\frac{\left(\frac{2NnV_{primpk}}{\left(1 + \frac{2N^3}{3fCR_L}\right)}\right)^2}{R_L} = \frac{V_{primpk}^2}{2r_e} \quad \text{Ecuación 115}$$

$$\frac{4N^2n^2V_{primpk}^2}{R_L \left(1 + \frac{2N^3}{3fCR_L}\right)^2} = \frac{V_{primpk}^2}{2r_e} \quad \text{Ecuación 116}$$

$$r_e = \frac{R_L \left(1 + \frac{2N^3}{3fCR_L}\right)^2}{8N^2n^2} \quad \text{Ecuación 117}$$

En [Lamantia, Maranesi, & Radrizzani, 1994] se justifica el comportamiento del multiplicador como un sistema de orden uno. Dicho multiplicador presenta N polos y N-1 ceros. Si el número de etapas, N, es elevado, se produce una cancelación polo-cero que provoca el

comportamiento típico de un sistema de orden uno, con un polo dominante, que es el único que no se cancelaría. La posición de estos polos y ceros sólo depende del número de etapas y de la frecuencia de funcionamiento, y no de ningún componente del circuito, como cabría esperar. Además, la función de transferencia en tensión, tiene la misma característica en frecuencia que la impedancia de salida y corresponde con la tipología de un filtro paso bajo. La frecuencia de corte del mismo se puede estimar con la expresión Ecuación 118 [Lamantia, Maranesi, & Radrizzani, 1994]:

$$f_{cs} \approx 0,441 \frac{f}{4N^2} \tag{Ecuación 118}$$

Por tanto, la impedancia de salida tiene una parte real, R_{out} y una parte imaginaria capacitiva, C_{out} . Este condensador queda en paralelo con el devanado secundario, reflejándose en el primario y afectando a la resonancia, siempre que el valor sea del orden de C_p . Por ello es necesario tenerlo en cuenta en el proceso de diseño.

Por otro lado, la frecuencia de corte de un filtro resistivo paso bajo de orden uno se calcula como:

$$f_{cs} = \frac{1}{2\pi RC} \tag{Ecuación 119}$$

En este caso, C coincide con C_{out} y R con R_L . En la realidad se aprecia que esta forma de estimar C_{out} , lleva a valores mayores de los reales. El error cometido al suponer un comportamiento típico de orden uno, introduce una incertidumbre en el cálculo. Esto hace que al no conocer previamente el valor resultante, el diseño entre en un proceso iterativo que necesite varios cálculos sucesivos hasta conseguir los valores deseados. Este componente debe ser multiplicado por la relación de transformación al cuadrado para referenciarlo al primario, C'_{out} . Sin embargo, como estimación inicial es suficiente. Por tanto, el equivalente reducido del circuito sería:

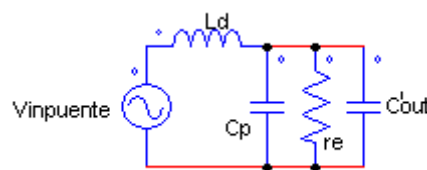


Figura 3-31. Circuito equivalente tanque y multiplicador

En este punto ya se tiene toda la información necesaria para realizar un diseño aproximado, para analizar resultados y poder seleccionar la topología más adecuada. Dado que, como se ha venido explicando en este capítulo, el factor de potencia es el factor que limita más el uso del caso base, se va a utilizar un valor lo suficientemente elevado como para que el efecto, haga atractivo el uso de este sistema, a pesar de la complejidad que entraña. A continuación se harán algunas hipótesis, que se justificarán en capítulos posteriores, en cuanto al uso del número de etapas, o valores de los condensadores del multiplicador. En concreto, el número de etapas, en principio, interesaría hacerlo tan elevado como fuera posible. Sin

embargo, esto complica el sistema, aumenta mucho el número de componentes y además se reduce su rendimiento. Esto se deduce de los valores del rizado y de la impedancia de salida de la Tabla 3-1, que hacen que el valor medio se reduzca frente al valor ideal. Por ello se va a considerar un caso de cuatro etapas, con un factor de calidad de 2.5, una relación de transformación de 200 y una frecuencia entorno a 100kHz como punto de partida. Sólo se va a analizar la viabilidad de obtener un dispositivo con estos requerimientos sin que vayan a calcularse todos los componentes. Se tendría un valor de factor de potencia ligeramente inferior a 0,4.

$$V_o = \frac{2NQ_l n V_{inpuente}}{\left(1 + \frac{2N^3}{3fCR_L}\right)} \quad \text{Ecuación 120}$$

Para probar la existencia de solución en un entorno de los valores considerados anteriormente se sustituyen en la Ecuación 120:

$$25000 = \frac{2 \cdot 4 \cdot 2,5 \cdot 200 \cdot 20/\pi}{\left(1 + \frac{2 \cdot 4^3}{3 \cdot 10^5 CR_L}\right)} \quad \text{Ecuación 121}$$

Puede verse que al ser mayor el numerador de la derecha que el valor de la izquierda, dicha ecuación tiene solución, y por tanto, podría continuarse el diseño.

También habría que tener en cuenta que la potencia consumida a la entrada (por la fuente V_e) sea inferior a 10W. Para ello basta con asegurar que la corriente que entrega, tenga un valor medio inferior a 2, ya que la tensión de alimentación es de 5V. Suponiendo un comportamiento senoidal de la corriente en la bobina de dispersión, se puede calcular el valor medio en el generador como:

$$\bar{i}_{in} = \frac{2}{\pi} i_{Ldpk} \quad \text{Ecuación 122}$$

Por lo tanto, el valor de pico de la corriente por la bobina ha de ser menor que π . Con la Ecuación 36 se aprecia que aumentando el valor de la resistencia equivalente, se puede reducir la corriente por la inductancia tanto como se desee. No existe ninguna limitación teórica que impida alcanzar una solución que satisfaga todos los requerimientos.

En este caso, simplemente se ha tratado de mostrar la existencia de una solución de forma sencilla. En ningún momento se ha llevado a cabo una metodología de diseño exhaustiva, ya que no es objeto de este capítulo.

En resumen, aunque la inclusión de un multiplicador de tensión complique considerablemente la solución, las ventajas que aporta hacen que sea viable.

3.3. CONTROL

3.3.1. Método de disparo

En todas las topologías analizadas, el tanque resonante es un inversor resonante paralelo. Se caracteriza por comportarse como fuente de tensión. Para el correcto funcionamiento del equipo debe asegurarse que nunca se cortocircuite la fuente de alimentación de entrada, (paneles fotovoltaicos) ya que entonces, se generarían altas corrientes por los transistores provocando su fallo. Esto se consigue obligando a que los interruptores de cada rama operen en contrafase. Es decir, dado el esquema que se muestra en la Figura 3-32, los transistores S1 y S3 no pueden estar en conducción simultáneamente, al igual que S2 y S4.

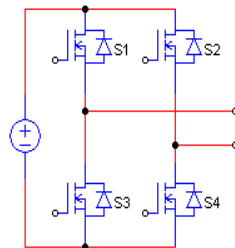


Figura 3-32. Puente transistores

Las opciones para el disparo de los transistores son el desplazamiento de fase y el PWM con tiempo muerto (*dead time*).

La primera consiste en operar todos los transistores con un ciclo de trabajo constante aproximadamente del 50%. La modulación se consigue controlando el desfase introducido entre el disparo de un transistor y del opuesto (S1-S4 y S2-S3).

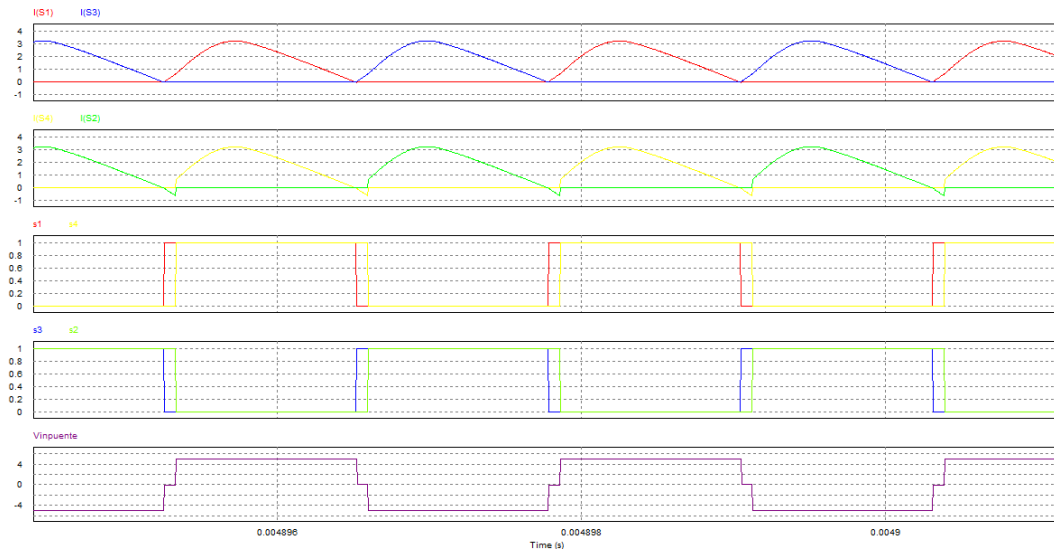


Figura 3-33. Corrientes y tensiones de disparo en transistores. Vinpuente

Cuando se pone en conducción un cierto transistor, hasta que su opuesto no lo esté también, no se entregará energía al tanque. En este caso, cuando S1 es disparado, hasta que S4 no sea disparado no se aplicará esa tensión al tanque, generando la tensión a la entrada del tanque, $V_{inpuente}$. Durante el tiempo entre el disparo de S1 y S4, la tensión a la entrada del tanque

es nula. Esto es debido a que en ese lapso de tiempo, la corriente circula por el diodo de S2 y por el transistor S1. Esta situación se mantiene hasta que se produce el disparo de S4, que coincide con el apagado de S2, empezando a circular la corriente por el transistor S4, en lugar de a través del diodo en antiparalelo de S2. En la entrada del tanque se genera una señal rectangular de valor de pico la tensión de alimentación, cuando coinciden en conducción S1 y S4 y el mismo valor negativo, en caso de que coincidan S2 y S3. En los tiempos intermedios en que no se da ninguna de estas condiciones, la tensión en la entrada del tanque se anula. Los tramos en que la corriente por el transistor aparece negativa corresponden a los periodos en que circula por el diodo en antiparalelo.

Variando el ángulo de desplazamiento entre S1 y S4 (y S2 y S3) se consigue controlar la tensión de salida de forma sencilla, sin que se produzcan distorsiones en las formas de onda.

La alternativa a este tipo de disparo es el método conocido como modulación por ancho de pulso o PWM con tiempo muerto. Consiste en intercalar unos periodos de tiempo en los que ningún semiconductor está activo, para asegurar que las transiciones de un estado a otro no se produzcan simultáneamente entre semiconductores de la misma rama. Si esto ocurriera, se produciría un cortocircuito en la fuente, elevando la corriente durante algunos microsegundos, a valores que destruirían los semiconductores. En este caso, los transistores se deben operar a un ciclo de trabajo inferior al 50%. La diferencia de tiempo hasta el 50% determina el tiempo que se deja para la conmutación. Este tiempo muerto debe ser suficiente para la transmisión de la energía almacenada, por lo que deberá ser diseñado acorde a la frecuencia de conmutación del circuito y de las características dinámicas de los semiconductores utilizados, en especial de la capacidad del mismo. Con esta técnica de disparo, la tensión de entrada en el puente no tiene el escalón con cero tensión que se tenía en el caso anterior. La onda generada es cuadrada con valor de pico en valor absoluto, el de la tensión de entrada.

El problema de este método es que el tiempo muerto que se debe dejar, como se ha comentado anteriormente, está muy relacionado con la frecuencia de operación. Si se quisiera utilizar un esquema de control basado en la modificación de la frecuencia, este método dificultaría el diseño, ya que se debería modificar este tiempo en consonancia con la frecuencia. Por tanto, se selecciona un control de fase desplazada.

3.4. SELECCIÓN DE LA TOPOLOGÍA

A lo largo del capítulo, y durante el estudio de las diferentes configuraciones, se ha ido señalando la idoneidad de cada una, a efectos de satisfacer las especificaciones de esta misión. En este apartado, a modo de resumen, se hará uso de los resultados anteriores para seleccionar la configuración más adecuada. Además se añadirán criterios básicamente cualitativos que sean de interés, por la naturaleza del entorno en que va a desarrollarse el funcionamiento del sistema.

El caso de partida es el inversor resonante paralelo. Este es un circuito bastante sencillo, con un número de componentes bajo y, en el que además, si se consigue realizar la integración de los parámetros no ideales del transformador, se puede reducir aún más. El principal problema

que se detecta en este circuito, siempre que se necesite como en este caso una alta ganancia, es el pobre factor de potencia que resulta. Esto conlleva que para obtener un alto ratio entre tensión de salida del tanque y de entrada, se necesita que circule por los elementos una elevada energía. Se producen picos de corriente relativamente altos, pero sin embargo, en la carga, sólo se aprovecha esta corriente un tiempo muy pequeño, desperdiciando el resto de energía contenida en la onda. Este tiempo, es el tiempo en que los diodos están en conducción. Mientras, el tiempo restante del periodo, la carga es alimentada por el condensador de salida. Que esta circunstancia sea así, se deriva del hecho de que el diodo se pone en conducción cuando el valor instantáneo de la tensión en el secundario (a la entrada del rectificador) supere la tensión del condensador de salida. Este condensador se habrá descargado durante el tiempo en que no está en conducción el diodo. Puesto que se pretende conseguir una onda de salida con un rizado bajo, la variación de tensión en el condensador debe ser baja. Por tanto, si sólo pasa a estado activo cuando se supera esa tensión, y esta es muy cercana al valor de pico en el secundario, sólo en un breve lapso de tiempo, la tensión en el secundario será mayor que la del condensador. En el momento en el que se alcanza el valor máximo en el secundario, el condensador tendrá más tensión que la que hay en el secundario y por tanto, pasará a estado de corte. Ya que no puede renunciarse a un rizado pequeño, esto ocurrirá siempre así, por lo que el aprovechamiento de la onda será intrínsecamente bajo. Esto supone una ineficiencia desde el punto de vista del alto porcentaje de energía que se transmite por el dispositivo pero que no es útil. Además, obliga a tener que seleccionar componentes que sean capaces de soportar valores de pico mayores.

La primera opción que se consideró fue el uso de varios transformadores. Con esta opción se intenta aumentar la ganancia sin tener que imputar toda al tanque o al transformador. Considerando la misma relación de transformación en todos los casos, se trata de alcanzar la misma tensión de salida, con la potencia en el rango especificado, pero con un factor de calidad menor en el tanque, para mejorar el factor de potencia. La opción pasa por buscar la forma de incrementar la ganancia de otro modo, y este otro modo es el uso de múltiples devanados. En el análisis de esta configuración se estudiaron dos alternativas consistentes en la conexión de los primarios en paralelo y los secundarios en serie, y la segunda ambos, primarios y secundarios, en serie.

Además, hay que añadir que este convertidor está pensado para alimentar un microsátélite. Estos equipos requieren que el tamaño y sobre todo, el peso, sea el mínimo posible. Por esta razón, el uso de más componentes magnéticos, transformadores en particular, que suponen el principal peso del convertidor y también el mayor tamaño, no es a priori una buena idea.

Por otro lado hay que tener en cuenta que hasta este punto del documento, se han considerado elementos ideales. A nivel de simulación se pueden considerar los transformadores con las características deseadas. Pero la realidad, es que los transformadores no van a ser exactamente iguales. Los convertidores resonantes, por ser tan sensibles a variaciones en los componentes, tendrán un comportamiento distinto. Si se conectan varios transformadores que deberían ser iguales, pero que no lo son, se puede producir un desequilibrio en el funcionamiento, que puede llevar a la saturación de alguno de los núcleos. Las aplicaciones en

que se conectan transformadores en paralelo, en la práctica, deben contener protecciones y circuitos, que eviten un mal funcionamiento.

Todo lo expuesto anteriormente obliga a desechar esta opción, ya que no cumple los objetivos iniciales de forma adecuada y por otro lado, presenta grandes inconvenientes como los citados en cuanto a peso, tamaño y complejidad.

Por último se ha estudiado el uso de un multiplicador de tensión. Esta solución es la que, tras el estudio, cumple mejor las especificaciones, a la vez que eleva el factor de potencia considerablemente respecto al caso base. En el estudio previo se ha detallado el funcionamiento y se ha puesto de relieve las ventajas que tiene, en cuanto a satisfacer la tensión de salida con un menor consumo o con un mejor aprovechamiento de la onda. Sin embargo, esta solución no está exenta de dificultades. A parte del evidente incremento del número de componentes, sale a la luz una importante complejidad al considerar los elementos no ideales.

Los diodos a utilizar presentan una capacidad efectiva en paralelo con el cuerpo del diodo. Esto hace que las transiciones de los diodos se vean alteradas, siendo más lentas. Además, la presencia de estos condensadores de capacidad muy baja provoca un mayor rizado, ya que, al quedar conectados en serie con los condensadores del multiplicador, en el tiempo de descarga, la capacidad total se reduce, por lo que la constante de tiempo es menor y consecuentemente, la descarga es más rápida, aumentando el rizado.

El hecho de que la corriente sea tan reducida en amplitud, también dificulta el funcionamiento, ya que hace que sea más complicada la carga de los condensadores. Para un mismo condensador, si la corriente es baja, la variación de la tensión con el tiempo es más lenta, lo que dificulta que se alcance la carga máxima en el plazo necesario.

Además se presenta una limitación que tiene que ver con la circunstancia comentada antes y que atañe a la frecuencia. En principio, desde este punto, es difícil la carga de los condensadores en las circunstancias explicadas. Si, se suma a esto, un aumento de la frecuencia de funcionamiento y se dispone, por tanto, de menos tiempo para la carga de los mismos, esto no hace sino que dificultar aún más el funcionamiento. El uso de una frecuencia más elevada es en principio interesante, debido a la reducción del tamaño de los elementos magnéticos y a su peso. En diversa bibliografía se hace referencia a un rango de frecuencia de funcionamiento que no debe exceder los 100kHz, por los motivos argumentados. De otro modo habría que elegir capacidades excesivamente pequeñas, con todos los problemas derivados de condensadores tan pequeños.

Por todo ello se elige la opción del multiplicador de voltaje, pues, a pesar de la complicación que introduce, supone una mejora considerable en el factor de potencia y los problemas son admisibles.

Resumiendo, el convertidor seleccionado para esta aplicación es el mostrado en la Figura 3-34, compuesto de un inversor resonante paralelo, un transformador y un multiplicador de tensión.

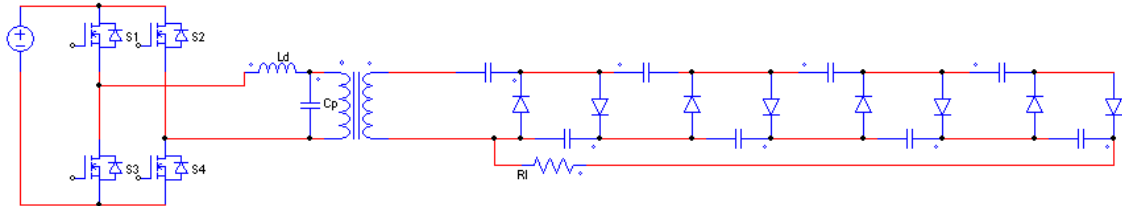


Figura 3-34. Convertidor propuesto

4. ANÁLISIS DE LA TOPOLOGÍA

Antes de iniciar el proceso de diseño, será necesario profundizar en el análisis de la topología seleccionada algo más que en el capítulo precedente. El enfoque que se dará en este capítulo será diferente. En el tercer capítulo se ha estudiado el funcionamiento del circuito y se ha seleccionado la topología más adecuada. En este epígrafe se pretende analizar las relaciones funcionales que rigen el comportamiento del convertidor.

Con el estudio realizado hasta este punto se puede ver existen muchos factores que afectan a la actuación del circuito. Además, están muy interrelacionados entre sí por lo que es interesante llevar a cabo una aproximación desde este prisma, para tener información de las consecuencias de un cambio en un factor.

El objetivo es analizar qué opciones de diseño son más interesantes, no sólo para cumplir los requisitos básicos, sino, para tener una solución que supere estos mínimos. Se va a llevar a cabo un proceso de optimización de las distintas ecuaciones para tener así, unas pautas de diseño que permitan orientar las decisiones tomadas hacia esos óptimos.

Para facilitar la lectura del capítulo se dibuja el diagrama presente en la Figura 4-1. Con él se pretende mostrar de forma intuitiva las relaciones que ligan las distintas variables que van a estar presentes en el análisis que se va a llevar a cabo. Estas dependencias serán demostradas a lo largo del capítulo. Además, se representan en forma gráfica la forma de la relación funcional. Así, con un simple golpe de vista se podrá saber si una variable influye de un modo u otro en otra magnitud.

En este diagrama no se ha representado la relación de las expresiones con una frecuencia diferente de la de resonancia. La razón es que la operación final del circuito se hará en un entorno lo suficientemente cercano de la misma frecuencia de resonancia. Además, por simplicidad, en el capítulo 3 se han simplificado las expresiones bajo esta aproximación.

Las expresiones principales a tener en cuenta provienen del capítulo anterior y se recogen aquí a modo de resumen, para facilitar la lectura.

$$V_o = \frac{2NQ_l n V_{inpuente}}{\left(1 + \frac{2N^3}{3fCR_L}\right)}$$

$$M = Q_l$$

$$fdp = \frac{1}{Q_l}$$

$$|\vec{i}_{Ld}| = \frac{|\vec{V}_{inpuente}| Q_l^2}{r_e}$$

$$\Delta V_o = \frac{N(N+1)}{2fC} i_{Rl}$$

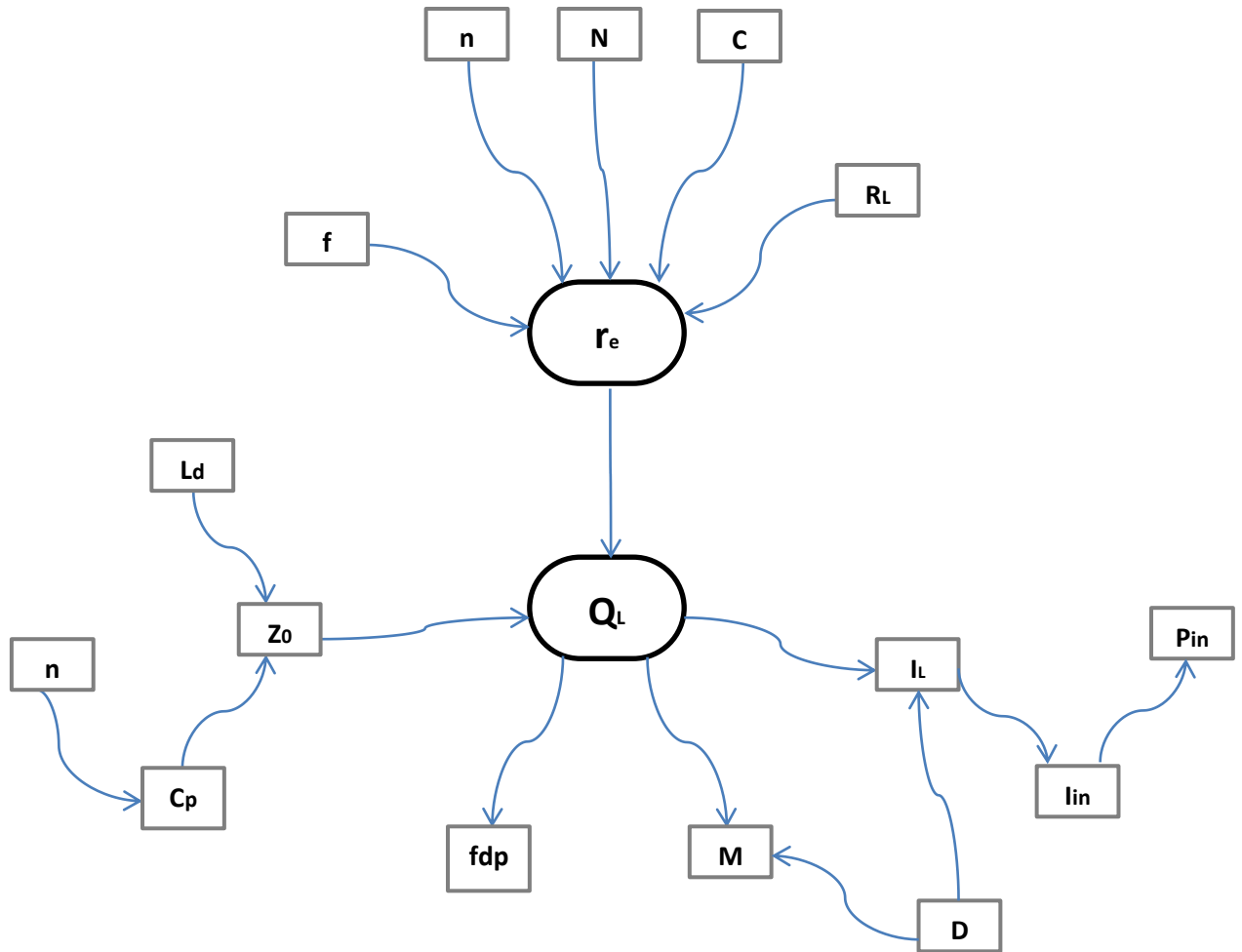


Figura 4-1. Grafo de dependencias

Hay que tener en cuenta que todos los cálculos realizados se han hecho bajo la aproximación del primer armónico. Cuando se monte el sistema real, o incluso en las simulaciones que se hagan incluyendo los parámetros reales de los componentes, esta aproximación puede dejar de ser válida o al menos, introducir una desviación importante. Esto puede requerir un reajuste de componentes o factores para conseguir las especificaciones. Por otro lado, al trabajar bajo resonancia con gran sensibilidad al cambio en los valores de los componentes, ya sea por tolerancias o incluso por el simple envejecimiento de los mismos, puede afectar al comportamiento del convertidor. Con este capítulo se ambiciona sacar a la luz todas las dependencias de las distintas magnitudes con los componentes y así, tanto en la fase de diseño como en una hipotética fase de reajuste, se sepa cómo actuar para conseguir la modificación deseada sin perjudicar otras.

A continuación se muestra de nuevo el esquema del convertidor seleccionado (Figura 4-2):

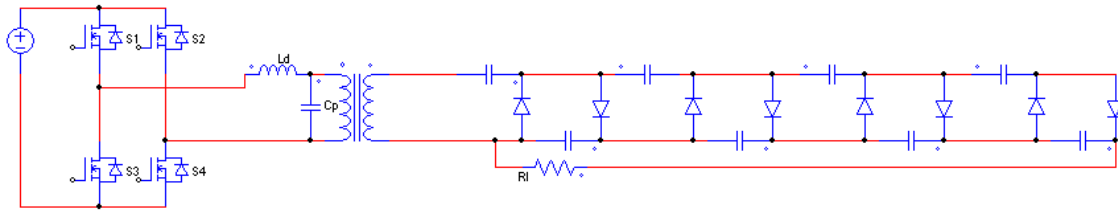


Figura 4-2. Esquema del convertidor

El diseño se va a realizar suponiendo un desplazamiento de fase nulo, es decir, la señal de disparo de S1 y S4 es idéntica y complementaria a la de S2 y S3 que es la misma a su vez. En la práctica se simularán los circuitos con un ciclo de trabajo del 49% aproximadamente. Para compensar esta circunstancia, se van a imponer las condiciones más desfavorables de funcionamiento. Esto es, tensión de entrada mínima y condiciones de plena carga. Por tanto, se va a imponer una tensión de alimentación de 5V y una potencia consumida entorno a 10W. Se puede imponer esta circunstancia fijando la corriente que entrega la fuente. Dado que la alimentación del dispositivo se realiza con placas fotovoltaicas que se comportan como una fuente de tensión continua, la potencia entregada por dichas placas será el producto de la tensión por la corriente media entregada. Suponiendo que las formas de corriente sean sinusoidales y que el desfase introducido entre los disparos de los transistores opuestos sea relativamente pequeño, puede calcularse el valor medio entregado como:

$$\overline{I_{in}} = \frac{2}{\pi} i_{Ldpk} \quad \text{Ecuación 123}$$

Imponiendo el valor de pico de la corriente que circula por la bobina del tanque resonante, se puede fijar la corriente media entregada por las placas. Hay que tener en cuenta que el valor así calculado sería el correspondiente a una onda perfectamente sinusoidal. En el momento en que la forma de onda se aleje de esa geometría, el valor así calculado será sensiblemente distinto del que realmente está circulando. Además, por facilidad de cálculo, se va a fijar el valor de la resistencia de carga para que esté en las proximidades del valor que debería tener para 10W a 25kV. El valor de esta resistencia de carga se estimará ligeramente por exceso respecto a la que fijaría las condiciones anteriores. El valor que se aumenta se calcula para que, suponiendo una potencia entregada por la fuente de continua de 10W, fije un rendimiento superior al 95%. El valor resultante sería una resistencia menor de 65,7MΩ, por lo que se elige un valor de 66MΩ.

Como se ha indicado en párrafos anteriores, los valores obtenidos teóricamente van a diferir de los que resulten de las simulaciones. Esta desviación será debida al error introducido en la suposición de formas de onda sinusoidales. Esta hipótesis es correcta siempre y cuando el factor de calidad sea elevado. En este supuesto, las ondas son perfectamente senoidales y toda la energía circulante se transmite exclusivamente en el primer armónico. Por consiguiente, la hipótesis de despreciar armónicos de orden superior al primero es válida. Si el factor de calidad se reduce, como es el objetivo para mejorar el factor de potencia, esta hipótesis podrá dejar ser válida o al menos, introducirá un error que habrá que tener en cuenta.

Esta hipótesis permite realizar los cálculos de forma muy sencilla. Si se quisieran tener en cuenta los armónicos de orden superior, el cálculo se complicaría significativamente, por lo que se va a mantener la hipótesis. Aun así, habrá que ser consciente de la necesidad de realizar un diseño iterativo. Es decir, de esta manera se conseguirá una buena aproximación a lo deseado, e incluso, en algunas magnitudes apenas se apreciará diferencia. No obstante, otras magnitudes que sean más sensibles a la forma de la onda, se alejarán más. Este es el caso del factor de potencia y la corriente media cedida por las placas. Este hecho se agravará a medida que se reduzca el factor de calidad.

El caso del factor de potencia es particularmente delicado ya que esta magnitud tiene una componente que mide el desplazamiento entre la corriente y la tensión, conocido como factor de desplazamiento, y además, hay una componente adicional que cuantifica la distorsión de la forma de onda respecto a una senoidal, llamado factor de distorsión. Esta magnitud mide la contribución del primer armónico en la onda total, midiendo el contenido en armónicos de la misma. Por lo tanto, el factor de potencia se puede calcular como:

$$f_{dp} = f_{dist} \cdot f_{desplaz} \quad \text{Ecuación 124}$$

Ya que se parte de la suposición de que las formas de onda son senoidales, el factor de distorsión sería unitario, dejando el factor de potencia únicamente dependiente del desfase entre la corriente y la tensión. Al obviar este término se introduce un error responsable de las diferencias entre los valores calculados y los resultados de las simulaciones. Esta es la razón de que el factor de potencia que resulta de las simulaciones sea siempre inferior al calculado teóricamente. Esta diferencia que resulta importante, sobre todo al bajar el factor de calidad, no es fácil de corregir en el cálculo, ya que la distorsión en la forma, implica considerar más armónicos, lo que, como se ha señalado antes, complica el cálculo.

A pesar de las imperfecciones de este método, se va a mantener esta metodología de cálculo por su simplicidad. En caso de que la diferencia sea demasiado elevada o se dé en un factor que sea crítico, se podrá iterar partiendo de ese punto para reajustar los parámetros. Puesto que los parámetros que más se van a ver afectados son el factor de potencia y la potencia entregada por la fuente, y sólo el segundo afecta a un requisito de partida, no son tan graves estas diferencias. En todo caso, ambos factores quedan estimados por exceso respecto al valor de la simulación. En consecuencia, nunca se excederá la potencia entregada por la fuente si se ajusta al valor límite en los cálculos teóricos.

4.1. ANÁLISIS DE LAS FUNCIONES

En este apartado se va profundizar en el comportamiento de cada magnitud frente a las variaciones posibles de las variables de las que dependa. En el capítulo anterior se ha podido comprobar lo interrelacionadas que están todas las magnitudes que van a intervenir en el diseño. El reducido número de componentes no evita la complejidad de las expresiones. Sin necesidad de profundizar más, se puede apreciar que todas las magnitudes están muy afectadas por todos los componentes. Frecuencia, factor de calidad, factor de potencia, etc., se influyen entre sí.

Evidentemente las magnitudes se pueden expresar en términos de unas variables o de otras. Esto da lugar a dos optimizaciones que se realizarán de aquí en adelante. Por un lado se hablará de magnitudes en función de los componentes. Bajo este grupo se engloban las variables que representan componentes físicamente como valores de capacidades, resistencias, inductancias, etc. Por otro lado se crea un segundo grupo llamado factores o parámetros de diseño. Con estas variables se pretende facilitar el diseño, ya que tienen un mayor peso a la hora de establecer condiciones iniciales para el diseño. A priori parece un poco difusa esta separación, pero cobrará más sentido en el capítulo posterior dedicado a diseño.

Las primeras variables (componentes) son la inductancia de dispersión, la capacidad parásita del devanado, la capacidad del multiplicador, el número de etapas de multiplicación, la relación de transformación y la resistencia de carga. Las segundas, parámetros de diseño, surgen de incluir la frecuencia en lugar de los elementos reactivos del tanque y de la inclusión del factor de calidad. La cuestión es que cuando se proceda a diseñar, no se partirá de un valor de inductancia de dispersión sino de una frecuencia, o no se fijará una impedancia característica pero sí tiene sentido partir de un factor de calidad dado. De ahí las dos optimizaciones.

Las expresiones a usar serán evaluadas a una frecuencia de resonancia, para minimizar la distorsión de las formas de onda. Operando en estas circunstancias las expresiones quedan más compactas. Sin embargo, no se conseguirá conmutar de forma suave. No obstante, este estudio previo tiene por objetivo sacar a la luz las relaciones más importantes, para de esta manera, tener un criterio claro a la hora de tomar decisiones en el diseño. Esta información será tomada como pauta, únicamente. Para el análisis de las funciones se utilizarán derivadas que informarán de la presencia de extremos y de la monotonía de la función. Estas operaciones serán recogidas en el Anexo C. Desarrollo de Ecuaciones de Optimización En este capítulo sólo se recogerán los resultados expuestos en el anexo y se analizarán las implicaciones.

La primera magnitud a estudiar será la ganancia en función de la frecuencia de operación. Más concretamente en función del ratio de frecuencia de operación respecto a frecuencia de resonancia, x . Esta ecuación procede de Ecuación 21.

$$M = \frac{|\vec{V}_{prim}|}{|\vec{V}_{inpuente}|} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_0 Q_l}\right)^2 + \left(1 - \left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)\right)^2}} \quad \text{Ecuación 125}$$

$$x = \frac{\omega}{\omega_0} \rightarrow M = \frac{1}{\sqrt{\frac{x^2}{Q_l^2} + (1 - x^2)^2}} \quad \text{Ecuación 126}$$

Los resultados indican que el punto estacionario, $x = \sqrt{1 - \frac{1}{2Q_l^2}}$ es un máximo. Esto significa que existe un ratio x que maximiza la ganancia. El problema es que dicho máximo ocurre en condiciones de hiporresonancia. Para que el convertidor opere con ZVS se debe establecer una frecuencia mayor a la de resonancia.

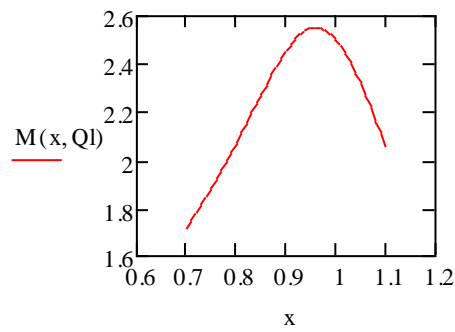


Figura 4-3. M vs x

En la Figura 4-3 se muestra la ganancia en función del ratio de frecuencias para un factor de calidad de 2,5.

4.1.1. Resistencia equivalente

Esta función no es una propiamente a optimizar, pero dada la influencia que tiene en el resto de magnitudes, merece la pena realizar un estudio de su comportamiento frente a otras variables del sistema.

4.1.1.1. Resistencia equivalente en función de componentes

La resistencia equivalente se obtuvo en la Ecuación 117. Si se reescribe haciendo uso de la Ecuación 6 la relación queda como sigue:

$$r_e = \frac{R_l}{8N^2n^2} \left(1 + \frac{4\pi N^3 \sqrt{L_d C_t}}{3R_l C} \right)^2 \quad \text{Ecuación 127}$$

❖ Número de etapas multiplicadoras $\left(\frac{\partial r_e}{\partial N}\right)$

Como muestra la expresión (Ecuación 127), el número de etapas N aparece en denominador y numerador, aunque con distinto grado. Se procede al análisis de la función para determinar la monotonía. Este procedimiento se recoge en el Anexo C. Desarrollo de Ecuaciones de Optimización, en la Ecuación 225, Ecuación 226 y Ecuación 227.

En la Figura 4-4 se muestra como la resistencia equivalente presenta un mínimo para un determinado valor de etapas (Ecuación 226).

$$N = \sqrt[3]{\frac{3R_l C}{8\pi^2 \sqrt{L_d C_t}}} \quad \text{Ecuación 128}$$

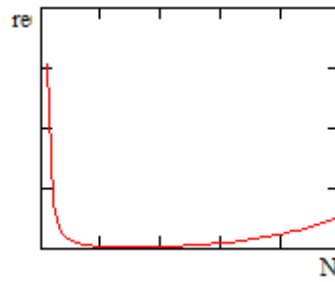


Figura 4-4. r_e vs N (en función de componentes)

La explicación a este comportamiento se tiene en las ecuaciones. En un primer tramo, la resistencia equivalente está dominada por el término $\frac{1}{N^2}$, ya que lo que está dentro del paréntesis es aproximadamente uno. Cuando el número de celdas es mayor, el término dominante es el del paréntesis y no el otro.

❖ **Inductancia de dispersión** $\left(\frac{\partial r_e}{\partial L_d}\right)$

La inductancia de dispersión se encuentra en el numerador de la Ecuación 127 por lo que la resistencia debe ser creciente con este componente.

Efectivamente esto es lo que se ilustra de forma gráfica en Figura 4-5 y numérica en Ecuación 228.

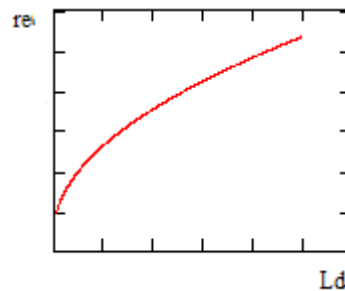


Figura 4-5. r_e vs L_d

❖ **Capacidad equivalente en el primario** $\left(\frac{\partial r_e}{\partial C_t}\right)$

De igual forma, la capacidad equivalente en el primario afecta aumentando la resistencia equivalente, con su incremento. Es lógico ya que ambas variables aparecen juntas en la expresión de partida.

El desarrollo numérico se da en la Ecuación 229, que es la derivada y queda positiva para todo el dominio, por lo que la función es estrictamente creciente (Figura 4-6).

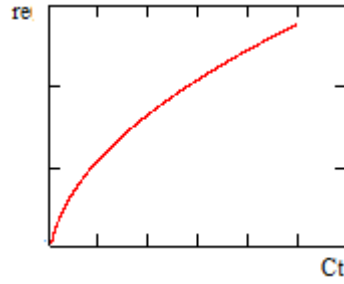


Figura 4-6. r_e vs C_t

❖ **Resistencia de carga** $\left(\frac{\partial r_e}{\partial R_l}\right)$

La resistencia de carga afecta como es lógico a la resistencia equivalente. Lo esperable sería que el comportamiento de la función fuera creciente (ver Figura 4-7).

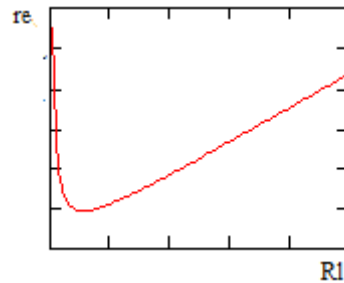


Figura 4-7. r_e vs R_l (en función de componentes)

En la Ecuación 230 se desarrolla la derivada para obtener la monotonía. En la Ecuación 231 se resuelve la ecuación resultado de igualar la primera derivada a cero. Así se halla el punto estacionario que se encuentra en:

$$R_l = \frac{4\pi N^3 \sqrt{L_d C_t}}{3C} \tag{Ecuación 129}$$

Por último, se comprueba el signo de la segunda derivada en el punto estacionario (Ecuación 230), determinándose que es un mínimo.

❖ **Relación de transformación** $\left(\frac{\partial r_e}{\partial n}\right)$

A medida que crezca la relación de transformación, más atenuada se sentirá en el primario la resistencia del secundario (Figura 4-8).

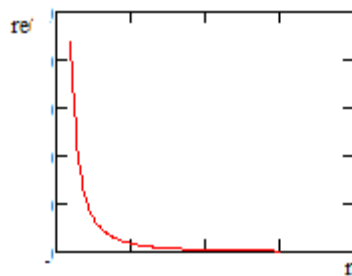


Figura 4-8. r_e vs n (en función de componentes)

La primera derivada se calcula en Ecuación 231.

❖ **Capacidad del multiplicador** $\left(\frac{\partial r_e}{\partial C}\right)$

Para terminar, la resistencia de carga presenta una característica como la mostrada en la gráfica inferior (Figura 4-8):

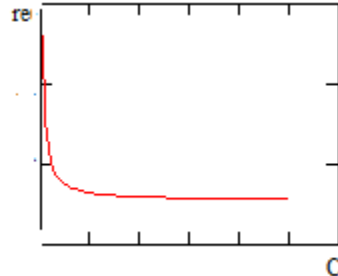


Figura 4-9. r_e vs C (en función de componentes)

En Ecuación 232 se desarrolla la primera derivada.

	r_e
N	Mínimo
L_d	Creciente
C_t	Creciente
R_L	Mínimo
n	Decreciente
C	Decreciente

Tabla 4-1. r_e en función de componentes

Para resumir lo analizado en este apartado se muestra la Tabla 4-1.

4.1.1.2. Resistencia equivalente en función de parámetros de diseño

La expresión que ilustra esta relación es la Ecuación 117, que difiere con la del anterior análisis (Ecuación 127), únicamente en la frecuencia. Por ello no tiene sentido repetir todo el proceso. Basta con ver que la frecuencia está en el denominador y por tanto, a medida que aumente esta variable, la función disminuirá.

4.1.2. Tensión de salida

El primer requerimiento concierne directamente a la tensión de salida. Esta tensión debe alcanzar 25kV.

4.1.2.1. Tensión de salida en función de componentes

La expresión de la tensión de salida se obtuvo en el capítulo anterior y se muestra en la Ecuación 120. Esta sería la forma de expresarla en función de parámetros de diseño: N número de celdas multiplicadoras, n relación de transformación, Q_1 factor de calidad, R_L resistencia de carga y C condensador del multiplicador. Para realizar la optimización en función de los

componentes hay que relacionar dichos parámetros con los valores de los componentes. Combinando la anterior Ecuación 120 con la Ecuación 5 y Ecuación 6 se tiene:

$$V_o = \frac{2NnV_{inpuente} \frac{r_e}{Z_o}}{1 + \frac{2N^3}{3R_l C} \frac{1}{2\pi\sqrt{L_d C_t}}} \quad \text{Ecuación 130}$$

Nótese que en el caso base del capítulo anterior, el único condensador que intervenía era la capacidad parásita del transformador. Por ello en la fórmula de la frecuencia de resonancia aparecía Cp en lugar de Ct. En este caso en el que en el secundario se conecta un multiplicador de tensión, hay que tener en cuenta que dicho circuito presenta un comportamiento tipo orden uno, como ya se justificó en el capítulo precedente. Por consiguiente:

$$C_t = C_p + n^2 C_{out} \quad \text{Ecuación 131}$$

Sustituyendo la resistencia equivalente por su expresión (Ecuación 117) en la Ecuación 130 se tiene:

$$V_o = \frac{V_{inpuente}}{4Nn} \left(1 + \frac{4N^3 \pi \sqrt{L_d C_t}}{3R_l C} \right) \frac{R_l \sqrt{C_t}}{\sqrt{L_d}} \quad \text{Ecuación 132}$$

❖ Número de etapas multiplicadoras $\left(\frac{\partial V_o}{\partial N}\right)$

El punto estacionario hallado es un mínimo, y a efectos de diseño no será interesante buscar este punto. El punto estacionario se alcanza en:

$$N = \sqrt[3]{\frac{3R_l C}{8\pi\sqrt{L_d C_t}}} \quad \text{Ecuación 133}$$

A este resultado se llega en las ecuaciones desarrolladas en el Anexo C. Desarrollo de Ecuaciones de Optimización Ecuación 235, Ecuación 236, Ecuación 237 y Ecuación 238

A priori parece contradictorio que un aumento en el número de etapas pueda reducir la tensión de salida. La realidad es que el hacer una optimización no conjunta de las variables, facilita los cálculos, pero puede dar lugar a error en la interpretación de los resultados. En este caso, si se aumenta N sin que varíe nada más, la resistencia equivalente se reduce y por tanto, también lo hace el factor de calidad. Esto provoca que la tensión en el primario disminuya y entonces, aun teniendo más etapas, al tener menor tensión en la entrada, el resultado es una tensión inferior. En la izquierda puede verse la forma de la función analizada. Según la posición del mínimo interesará aumentar o no el número de etapas. En la Figura 4-10 se muestra la forma de la gráfica. Está representada sin valores ya que la única información importante es la forma. Hay que tener en cuenta que la posición de N que minimice la tensión dependerá de otros muchos componentes.

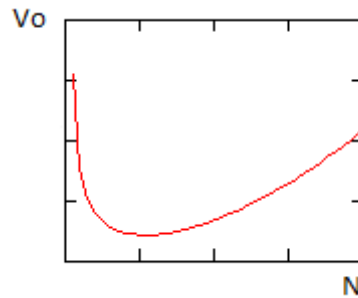


Figura 4-10. V_o vs N (en función de componentes)

❖ **Inductancia de dispersión** $\left(\frac{\partial V_o}{\partial L_d}\right)$

En cuanto a la inductancia y la capacidad, se puede ver el tanque como un divisor de impedancias. Para tener más tensión en el primario (en bornes del condensador), habrá que aumentar la relación entre la impedancia paralela y la serie. Al disminuir la inductancia se reduce la impedancia serie y aumenta de esta manera, la tensión en el primario.

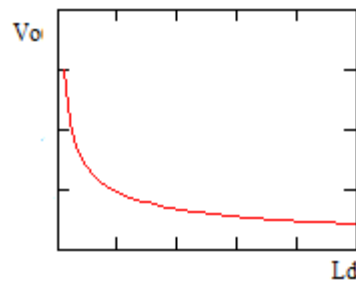


Figura 4-11. V_o vs L_d

El caso de L_d no es evidente ya que está presente en numerador y denominador, por lo que no es directo intuir la monotonía. En la Figura 4-11 se muestra la forma de la gráfica. En un primer tramo, el incremento de la inductancia de dispersión reduce la tensión, ya que la impedancia serie aumenta sin que la impedancia paralela lo haga, disminuyendo el voltaje en la salida del divisor de impedancias. Luego sigue con la misma tendencia pero más suavizada.

A través de los cálculos en la Ecuación 239, se determina que la tensión es decreciente con la inductancia de dispersión. Este componente afecta tanto al factor de calidad como a la frecuencia. Si se incrementa este valor, el factor de calidad se reduce, bajando la ganancia del tanque y en consecuencia, disminuyendo la tensión. Por otro lado, el aumento de este elemento reduce la frecuencia, aumentando el rizado y al igual que en el supuesto anterior, bajando la tensión de salida.

❖ **Capacidad equivalente en el primario** $\left(\frac{\partial V_o}{\partial C_t}\right)$

La monotonía de la función frente a la capacidad equivalente en el primario, C_t , resulta creciente (Ecuación 240). Aunque con el mismo razonamiento anterior, esto produzca una reducción de la frecuencia, también afecta al factor de calidad, que aumenta. En la figura inferior se aprecia esta tendencia (Figura 4-12):

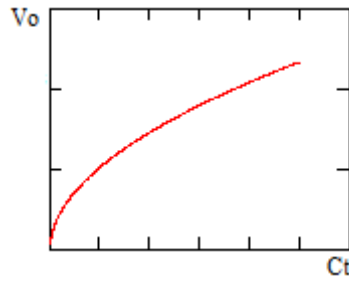


Figura 4-12. V_o vs C_t

❖ Resistencia de carga $\left(\frac{\partial V_o}{\partial R_l}\right)$

La función es monótona creciente estricta en todo el dominio, por lo que no tiene extremos (Ecuación 241). Un aumento en esta magnitud, sin que varíen el resto de variables, eleva el factor de calidad (Figura 4-13).

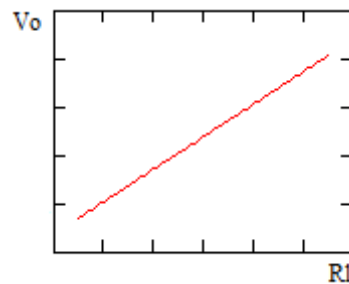


Figura 4-13. V_o vs R_l (en función de componentes)

❖ Relación de transformación $\left(\frac{\partial V_o}{\partial n}\right)$

El comportamiento frente a la relación de transformación es claramente decreciente y sin extremos (Ecuación 242), ya que, la relación de transformación sólo aparece en la expresión en el denominador.

Vuelve a darse una situación aparentemente contradictoria como el hecho de que mayor relación de transformación genere menor tensión. La explicación es que la resistencia de carga se refleja en el primario dividida por el cuadrado de la relación de transformación, por lo que predomina la reducción del factor de calidad a la multiplicación de tensión en el transformador.

En la Figura 4-14 se ve claramente que en los rangos de relaciones altas representadas, domina tanto la reducción de la resistencia equivalente que la tensión se va aplanando. Al ser el numerador proporcional a n y el denominador a n^2 , netamente se puede decir que la tensión es inversamente proporcional a n (Ecuación 132). De ahí su forma típicamente hiperbólica, con una rápida variación en el rango de n pequeña y más lento al aumentar la misma.

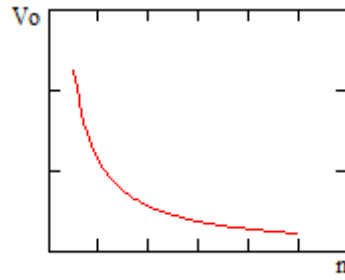


Figura 4-14. V_o vs n (en función de componentes)

❖ **Capacidad del multiplicador** $\left(\frac{\partial V_o}{\partial C}\right)$

Es sencillo ver que ocurre algo similar en el caso del condensador del multiplicador, C (Figura 4-15). Esta magnitud sólo aparece en el denominador (Ecuación 132), por lo que la tensión será decreciente estricta (Ecuación 243).

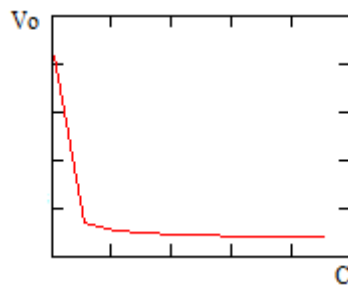


Figura 4-15. V_o vs C (en función de componentes)

En principio, un condensador de mayor capacidad reduce el rizado y por tanto acerca al multiplicador a su estado ideal, elevando la tensión. Sin embargo, dado que la resistencia equivalente es inversamente proporcional al cuadrado de este valor, vuelve a predominar la reducción del factor de calidad sobre la reducción de rizado.

Para resumir estos resultados se muestra la Tabla 4-2:

	V_o
N	Mínimo
L_d	Decreciente
C_t	Creciente
R_L	Creciente
n	Decreciente
C	Decreciente

Tabla 4-2. V_o en función de componentes

El único extremo que presenta la función es con respecto al número de etapas, que además minimiza la tensión, por lo que no es interesante. Una vez superado dicho extremo, interesa aumentar el número de etapas para incrementar la tensión.

Este análisis permite tener una idea global de cómo se comporta esta función. A pesar de ser útil en este contexto, no lo es como ayuda en el diseño, ya que en ese proceso se van a fijar unos valores iniciales para ciertos parámetros.

Además, en caso de comparación de los efectos de cada término para el conjunto de funciones a optimizar, será más adecuado hacerlo en términos de parámetros de diseño, ya que, además de las condiciones numéricas, se tendrán en cuenta características más cualitativas que serán más fáciles de relacionar con dichos parámetros que con los componentes. Por ejemplo, se ha justificado que interesa aumentar la capacidad neta en el primario. Esto hace bajar la frecuencia y empeora otras funciones que más tarde se optimizarán y además, va en contra de la tendencia de elevar la frecuencia de funcionamiento. Otro ejemplo sería el de la resistencia de carga, que según este análisis, interesa aumentarla. Las consecuencias de este incremento se aprecian, por ejemplo, en el factor de potencia. Es decir, aparte de que habrá que estudiar de forma conjunta todas las funciones a optimizar, es importante tener en cuenta que al estar muchos factores relacionados, modificar el valor de un componente, afecta al comportamiento global del sistema. Esta es la principal razón por la que en el diseño, no se hará uso de este análisis en función de los componentes, sino de los parámetros.

En el caso en que este análisis puede ser más útil que la alternativa es cuando haya que hacerse un ajuste fino. Por ejemplo, se diseña el convertidor y una vez montado el prototipo se detecta un problema de resonancia, debido quizás a una mala estimación de los parámetros del transformador. En ese caso, lo que se puede hacer es introducir una bobina o condensador adicional. Este análisis mostraría fácilmente las consecuencias de este cambio.

4.1.2.2. Tensión de salida en función de parámetros de diseño

En función de los parámetros o factores de diseño, se va a analizar el comportamiento frente al factor de calidad, la frecuencia, el número de celdas, la resistencia de carga y el condensador del multiplicador, dejando cada vez el resto de parámetros fijos. Aunque algunas variables coincidan en ambos análisis, los resultados pueden ser diferentes ya que no se puede perder de vista que en cada caso se considera invariante un grupo de variables. Esto se ilustrará más adelante con un ejemplo concreto.

La función a utilizar es la plasmada en la Ecuación 120.

❖ **Número de etapas multiplicadoras** $\left(\frac{\partial V_o}{\partial N}\right)$

El punto estacionario (Ecuación 134) calculado es un máximo. Puesto que se quiere maximizar esta tensión, será una buena guía tomar como referencia este valor, siempre y cuando se cumplan el resto de criterios. También habrá que tener en cuenta si el valor óptimo es viable, es decir, si no es demasiado grande.

$$N = \sqrt[3]{\frac{3fR_lC}{4}}$$

Ecuación 134

El desarrollo de las expresiones está en Ecuación 245, Ecuación 172, Ecuación 247 y Ecuación 248.

Si se tienen en cuenta los resultados de la optimización en función de los componentes realizada en el punto anterior, puede verse que el mismo valor, antes era un mínimo y ahora es un máximo. En el caso anterior se explicó que sólo variando N, sin modificar nada más, se variaría la resistencia equivalente y por tanto el factor de calidad. Por eso, aunque se aumentara el número de celdas, puede no obtenerse mayor tensión. En este caso, dado que lo que se considera invariante es el factor de calidad, si se varía N, es evidente que la tensión crecerá. La Figura 4-16 representa la dependencia de la tensión de salida con el número de etapas en el multiplicador.

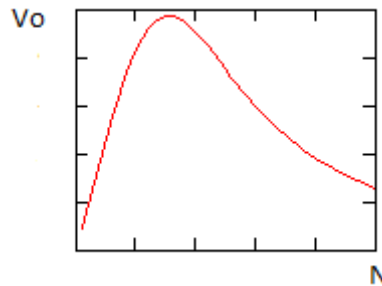


Figura 4-16. Vo vs N (en función de parámetros)

❖ Frecuencia $\left(\frac{\partial V_o}{\partial f}\right)$

La Ecuación 120 muestra que tanto frecuencia como resistencia de carga y capacidad del multiplicador quedan en el numerador, por lo que se espera que la tensión sea proporcional a ambas tres.

Esta es la conclusión a la que se llega gracias a la Ecuación 249, que prueba que la tensión es estrictamente creciente con la frecuencia. La gráfica inferior (Figura 4-17) ilustra esto.

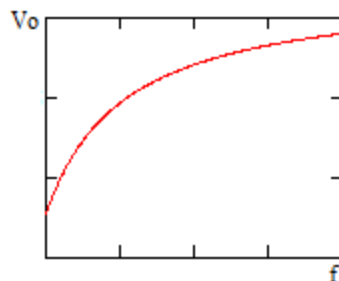


Figura 4-17. Vo vs f

Cuanto mayor sea la frecuencia menor tiempo habrá disponible para que los condensadores del multiplicador se descarguen. Así el multiplicador se acerca a su comportamiento en vacío y entrega mayor tensión.

❖ **Factor de calidad** $\left(\frac{\partial V_o}{\partial Q_L}\right)$

La expresión de partida (Ecuación 120) muestra claramente que la relación funcional con esta variable es lineal creciente, como muestra la Figura 4-18 y se deduce del resultado constante positivo de la derivada, mostrada en la Ecuación 250.

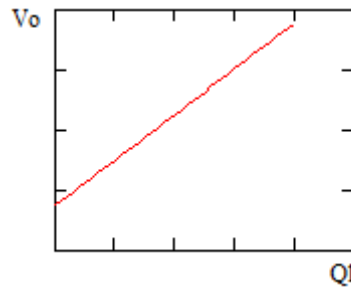


Figura 4-18. Vo vs QL

Parece lógico pensar que si se mantienen el resto de parámetros constantes, al aumentar el factor de calidad, que coincide con la ganancia del tanque, aumente la tensión de salida.

❖ **Resistencia de carga** $\left(\frac{\partial V_o}{\partial R_L}\right)$

Como se ha indicado en el caso de la frecuencia, para la resistencia de carga y capacidad del multiplicador se llega a un resultado análogo. Esta es la razón por la que el aspecto de la Ecuación 251, Ecuación 252 y la Ecuación 249 es idéntico, al igual que las gráficas Figura 4-19, Figura 4-20 y Figura 4-17.

La misma justificación que se hizo en cuanto a frecuencia es válida para explicar la razón de esta tendencia. A medida que la resistencia de carga es mayor, menor corriente demanda ésta al multiplicador y por tanto, menores descargas se producen en los condensadores. De esta forma el circuito funciona cada vez más cerca de las condiciones ideales.

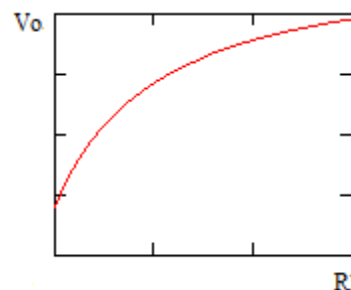


Figura 4-19. Vo vs RL (en función de parámetros de diseño)

❖ **Capacidad del multiplicador** $\left(\frac{\partial V_o}{\partial C}\right)$

La explicación matemática del comportamiento de la tensión de salida frente a la capacidad del multiplicador es análoga a la hecha en el caso de frecuencia y resistencia de carga. Los cálculos se muestran en Ecuación 252. La gráfica Figura 4-20 encaja con el resultado anterior.

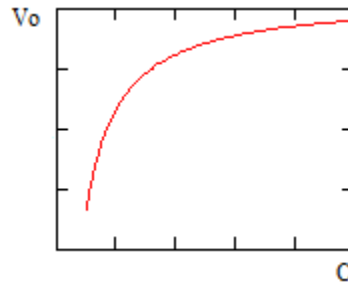


Figura 4-20. Vo vs C (en función de parámetros de diseño)

Al aumentar la capacidad del condensador del multiplicador se reduce el rizado y se minimizan las descargas. Debido a esto, para aumentar la tensión se debe aumentar dicha capacidad.

❖ **Relación de transformación** $\left(\frac{\partial V_o}{\partial n}\right)$

La relación de transformación aparece en el numerador de la Ecuación 120, por lo que la tensión es proporcional a la relación de vueltas entre primario y secundario del transformador (Ecuación 253). La Figura 4-21 muestra la relación lineal que liga ambas magnitudes.

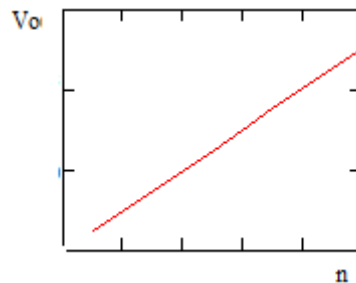


Figura 4-21. Vo vs n (en función de parámetros de diseño)

La tensión es directamente proporcional a la relación del transformador. Por ello, si se mantienen el resto de factores constantes, se conseguirá más voltaje cuanto mayor sea la relación de vueltas. Es la misma situación que se da con el factor de calidad.

Para resumir estos resultados se muestra la Tabla 4-3:

	V_o
N	Máximo
f	Creciente
Q_l	Creciente
R_L	Creciente
C	Creciente
n	Creciente

Tabla 4-3. V_o en función de parámetros de diseño

Para concluir, de las distintas opciones que se pueden usar para elevar lo suficiente el voltaje, y anticipando criterios que se expondrán después, lo que se utilizará para ajustar esta magnitud será tanto la frecuencia, como el valor del condensador del multiplicador. Esto se debe a que los demás factores vendrán impuestos o estarán limitados, como puede ser el caso de la relación del transformador. Esto se ilustrará en detalle en el proceso de diseño propiamente dicho.

4.1.3. Factor de potencia

Esta magnitud no es objeto de requerimiento de la misión. No obstante, se fijará su valor, como se mostrará en el diseño, para obtener un aprovechamiento suficiente.

Combinando la Ecuación 44 y la Ecuación 36, se puede expresar el factor de potencia como:

$$f_{dp} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_l^2}} \tag{Ecuación 135}$$

La expresión anterior, Ecuación 135, muestra la forma de calcular el factor de potencia cuando la aproximación $\sqrt{1 + Q_l^2} \approx Q_l$ no es válida. En caso de que el factor de calidad no sea grande, dicha aproximación no es adecuada, por lo que la forma de calcular el factor de potencia de la Ecuación 46 no es precisa. Una vez justificada la presencia del multiplicador en el diseño y dado que su razón de ser es poder reducir el factor de calidad para elevar el de potencia, es claro que no se debe usar la anterior aproximación.

Se recuerda que esta magnitud era una de las más sensibles a la forma de onda. Por lo que el hecho de ignorar el factor de distorsión puede llevar a engaño en los resultados.

4.1.3.1. f_{pd} en función de componentes

Para llevar a cabo este análisis será necesario reescribir la expresión del factor de potencia para que aparezcan explícitamente los componentes. Combinando la definición de factor de potencia (Ecuación 135), la definición de factor de calidad (Ecuación 6), la definición

de impedancia característica (Ecuación 7) y la de resistencia equivalente (Ecuación 117), suponiendo que se opere a la frecuencia de resonancia (Ecuación 5), se tiene:

$$fdp = \frac{\sqrt{\frac{L_d}{C_t}}}{\sqrt{\frac{L_d}{C_t} + \frac{R_l^2}{64N^4n^4} \left(1 + \frac{4N^3\pi\sqrt{L_dC_t}}{3R_lC}\right)^4}} \quad \text{Ecuación 136}$$

❖ **Número de etapas multiplicadoras** $\left(\frac{\partial fdp}{\partial N}\right)$

Se va a empezar con el número de etapas. Parece evidente que dadas las dos posiciones que ocupa N en la expresión y el exponente que tiene en cada caso, dominará la que está dentro del paréntesis, por lo que sería esperable que el factor de potencia sea decreciente con N. Pero como no es una expresión sencilla, se va a comprobar analíticamente en la Ecuación 256, Ecuación 257, Ecuación 258 y Ecuación 259.

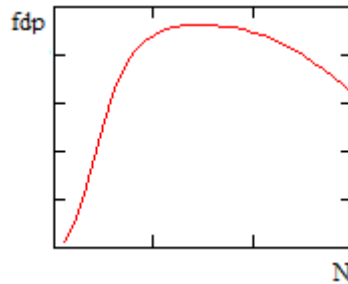


Figura 4-22. fdp vs N

La gráfica muestra la presencia del máximo (Figura 4-22). La explicación a este fenómeno es que al aumentar el número de etapas la resistencia equivalente se ve reducida y por tanto, también el factor de calidad, haciendo que el factor de potencia crezca. Cuando el número de celdas es lo suficientemente grande, el factor de calidad se hace inferior a la unidad y el tanque pasará de elevar a reducir la tensión respecto a la de entrada, cambiando la naturaleza del mismo.

Si es viable, interesará diseñar de forma que ese número de etapas esté cerca del extremo, aunque puede ocurrir que dicho número sea muy elevado y no sea factible, en cuyo caso se ignorará este resultado.

❖ **Inductancia de dispersión** $\left(\frac{\partial fdp}{\partial L_d}\right)$

Dada la complejidad de la Ecuación 136 es imposible imaginar la tendencia de la función. Las derivadas de la función serán largas y complejas (Ecuación 260), por lo que merece la pena representar gráficamente la función con unos valores arbitrario para ver la forma de la gráfica (Figura 4-23). A la luz de esta curva, se comprueba que el factor de potencia crece a medida que aumenta la inductancia de dispersión. Esto es lógico si se tiene en cuenta que el factor de potencia es inversamente proporcional con el factor de calidad.

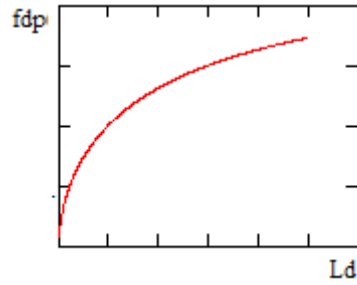


Figura 4-23. fdp vs Ld

La Ecuación 260 muestra la expresión de la primera derivada. Si se iguala a cero no se obtiene solución, corroborando lo mostrado en la gráfica.

❖ **Capacidad equivalente en el primario** $\left(\frac{\partial fdp}{\partial C_t}\right)$

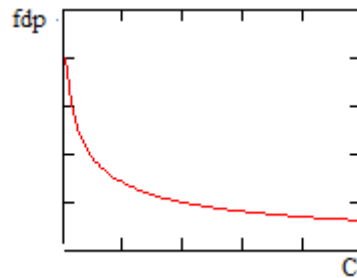


Figura 4-24. fdp vs Ct

La capacidad equivalente en el primario también afecta al factor de calidad, de forma opuesta que la inductancia de dispersión. Esto hace que cuanto mayor sea esta capacidad, mayor sea el factor de calidad y por tanto, menor el factor de potencia, como muestra la Figura 4-24. Como se puede apreciar, esta función no tiene extremos y es estrictamente monótona decreciente (Ver Ecuación 261).

❖ **Resistencia de carga** $\left(\frac{\partial fdp}{\partial R_l}\right)$

La resistencia de carga influye en la resistencia equivalente, y por tanto en el factor de calidad. Esta es la razón por la que la monotonía es decreciente (Figura 4-25). En el Anexo C. Desarrollo de Ecuaciones de Optimización se adjuntan las ecuaciones que justifican este comportamiento (Ecuación 262).

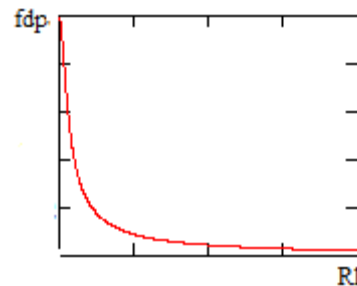


Figura 4-25. fdp vs Rl

❖ **Relación de transformación** $\left(\frac{\partial fdp}{\partial n}\right)$

De igual modo, la relación de transformación afecta a la resistencia equivalente. Cuanto mayor sea, menor será la resistencia efectiva en el primario. Por eso, la gráfica de abajo (Figura 4-26) muestra esa característica. En el tramo de altas relaciones de transformación, la resistencia equivalente se hace arbitrariamente pequeña disminuyendo el factor de calidad.

En la Ecuación 263 se muestra la primera derivada del factor de potencia en función de la relación de transformación. Cuando se trata de igualarla a cero para determinar puntos estacionarios, se encuentra que no existe solución. Esto era previsible ya que la primera derivada es claramente positiva siempre.

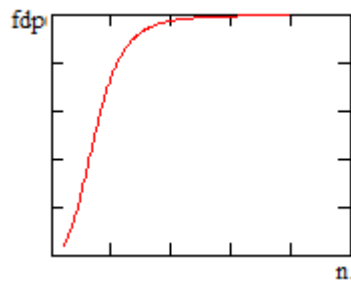


Figura 4-26. fdp vs n

❖ **Capacidad del multiplicador** $\left(\frac{\partial fdp}{\partial C}\right)$

Por último, la capacidad del multiplicador afecta también a la resistencia equivalente. Por ello, la tendencia será análoga a la anterior. En Ecuación 264 se calcula la primera derivada que resulta ser positiva, de ahí que la gráfica (Figura 4-27) sea creciente.

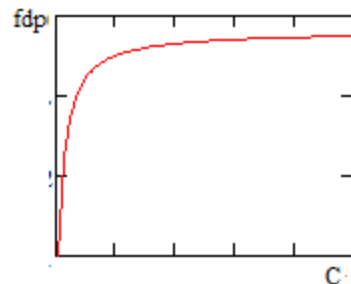


Figura 4-27. fdp vs C

A modo de resumen se expone la tabla inferior Tabla 4-4 donde se muestran las tendencias del factor de potencia ante los distintos componentes:

	fdp
N	Máximo
L_d	Creciente
C_t	Decreciente
R_L	Decreciente
n	Creciente
C	Creciente

Tabla 4-4. fdp en función de componentes

4.1.3.2. fdp en función de parámetros de diseño

Puesto que esta magnitud (Ecuación 135) sólo depende del factor de calidad, que ya es en sí, un parámetro de diseño, es trivial comprobar que cuanto mayor sea el factor de calidad menor será el de potencia. La Figura 4-28 ilustra el comportamiento decreciente.

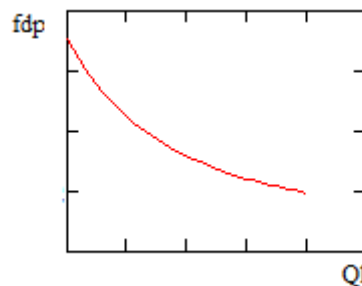


Figura 4-28. fdp vs Q_l

4.1.4. Rizado

En cualquier aplicación en que se obtenga una tensión continua en la salida, será necesario controlar el rizado. Se conoce como rizado a la diferencia entre el valor máximo y mínimo de la tensión de salida. Como se aprecia en la fórmula inferior, depende del número de etapas, de la frecuencia de funcionamiento, de la corriente demandada por la carga y del condensador usado. Esta expresión procede del artículo [Sun, Konishi, Ogino, & Nakaoka, Series resonant high-voltage ZCS-PFM DC-DC converter for medical power electronics, 2000].

$$\Delta V_o = \frac{N(N + 1)}{2fC} i_{Rl} \tag{Ecuación 137}$$

Ya en el capítulo anterior se apuntó, en el análisis del multiplicador, que cuanto mayor sea la corriente demandada por la carga, mayor será la desviación del comportamiento real al ideal. La principal desviación se produce en la tensión media de salida, que está íntimamente

relacionada con el rizado. Para conseguir una tensión más constante en la salida se deberá reducir tanto como sea posible la corriente consumida por la carga.

Esta es una magnitud que se debe vigilar, pero que no provocará las mayores restricciones, o al menos, no es la variable que en primera instancia se impondrá en el diseño.

4.1.4.1. Rizado en función de componentes

Si en la Ecuación 137, se sustituye la corriente por la carga por la tensión de salida en función de los componentes (Ecuación 132) dividida entre la resistencia de carga se tendrá:

$$\Delta V_o = \frac{V_{inpuente}(N + 1)\pi C_t}{4nC} \left(1 + \frac{4N^3\pi\sqrt{L_d C_t}}{3R_l C} \right) \tag{Ecuación 138}$$

❖ **Número de etapas multiplicadoras** ($\frac{\partial \Delta V_o}{\partial N}$)

Es trivial comprobar que al estar esta variable en el numerador, al crecer el número de etapas aumentará el rizado (Figura 4-29). La razón es que al aumentar el número de etapas, la capacidad efectiva del multiplicador se reduce, haciendo que en el mismo tiempo los condensadores se descarguen más.

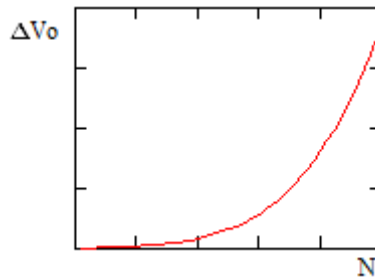


Figura 4-29. ΔVo vs N (en función de componentes)

La Ecuación 268 recoge la primera derivada, que efectivamente resulta ser positiva siempre y por tanto estrictamente creciente.

❖ **Inductancia de dispersión** ($\frac{\partial \Delta V_o}{\partial L_d}$)

Este componente también se presenta únicamente en el numerador. Por ello, al aumentar la inductancia, aumenta también el rizado. Esto es análogo a lo que ocurre con el condensador equivalente. En la Ecuación 269 se desarrolla el análisis necesario para determinar la monotonía mostrada en (Figura 4-30).

La explicación está en la influencia que esta variable, L_d , ejerce en la frecuencia de funcionamiento y en el factor de calidad.

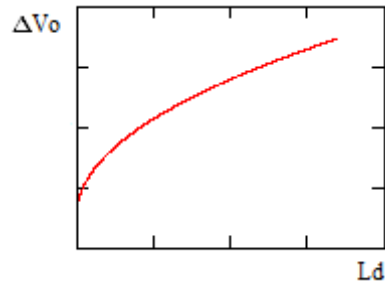


Figura 4-30. ΔV_o vs L_d

❖ **Capacidad equivalente en el primario** ($\frac{\partial \Delta V_o}{\partial C_t}$)

Como se ha señalado arriba, este caso es análogo al de la inductancia de dispersión, aunque más agravado. Cuanto mayor es esta capacidad, mayor es el factor de calidad y mayor la corriente demandada, aparte claro, de la contribución que hace en la frecuencia (Figura 4-31).

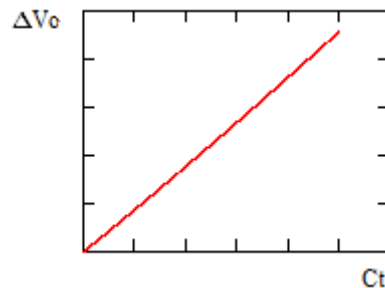


Figura 4-31. ΔV_o vs C_t

En la Ecuación 270 se desarrollan los cálculos.

❖ **Resistencia de carga** ($\frac{\partial \Delta V_o}{\partial R_l}$)

Un razonamiento paralelo sirve para mostrar que cuanto mayor sea esta carga, menor será la corriente demandada y menor la descarga. Por tanto la monotonía debe ser decreciente y por tanto la derivada, Ecuación 271, debe ser negativa.

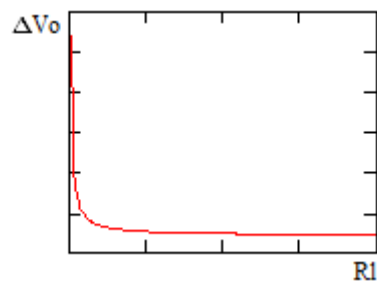


Figura 4-32. ΔV_o vs R_l (en función de componentes)

En la Figura 4-32 se muestra la forma de la gráfica.

❖ **Relación de transformación**

La influencia de este componente respecto a esta magnitud se debe a la relación con la resistencia equivalente. La gráfica (Figura 4-33) debería ser decreciente, ya que a medida que aumenta la relación de transformación menor es la resistencia equivalente y mayor será la

corriente que circule. De ahí que la Ecuación 272 sea negativa siempre, indicando la monotonía estricta de la función.

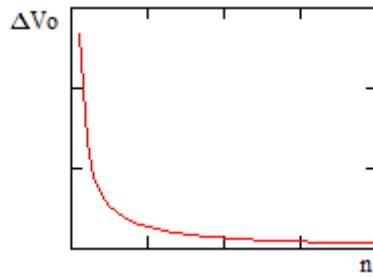


Figura 4-33. ΔV_o . vs n (en función de componentes)

❖ Capacidad del multiplicador ($\frac{\partial \Delta V_o}{\partial C}$)

El rizado es decreciente con el condensador del multiplicador. El motivo está en la resistencia equivalente y en la modificación que produce en la corriente (Ecuación 273 y Figura 4-34).

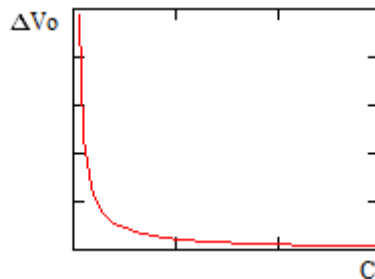


Figura 4-34. ΔV_o vs C (en función de componentes)

En la Tabla 4-5 se muestra un resumen de las tendencias del rizado en función de los distintos componentes.

	ΔV_o
N	Creciente
L_d	Creciente
C_t	Decreciente
R_L	Decreciente
n	Decreciente
C	Decreciente

Tabla 4-5. ΔV_o en función de componentes

4.1.4.2. Rizado en función de parámetros de diseño

En función de los parámetros de diseño casi puede hacerse un análisis cualitativo. A partir de la Ecuación 137 y la Ecuación 120, se llega a la expresión del rizado en función de los parámetros de diseño:

$$\Delta V_o = \frac{N^2(N + 1)}{fC} \frac{Q_l n V_{inpuente}}{\left(1 + \frac{2N^3}{3fCR_L}\right)} \tag{Ecuación 139}$$

❖ **Número de etapas multiplicadoras** $\left(\frac{\partial \Delta V_o}{\partial N}\right)$

En la Figura 4-35 se representa el rizado en función del número de etapas. Existe un máximo en función del número de etapas. Este análisis se lleva a cabo en la Ecuación 275 y Ecuación 276. La gráfica inferior (Figura 4-35) muestra esta circunstancia.

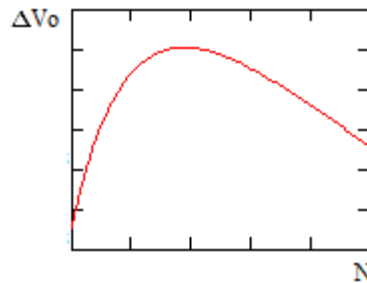


Figura 4-35. ΔV_o vs N (en función de parámetros de diseño)

❖ **Frecuencia** $\left(\frac{\partial \Delta V_o}{\partial f}\right)$

Si la frecuencia se eleva, el tiempo disponible por los condensadores para descargarse se reduce. Así se consigue una menor descarga y consecuentemente, un menor rizado (Figura 4-36). En la Ecuación 277 se muestra que la derivada negativa, por lo que es decreciente.

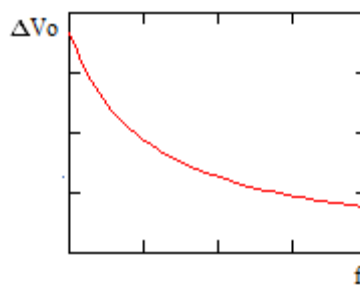


Figura 4-36. ΔV_o vs f (en función de parámetros de diseño)

❖ **Factor de calidad** $\left(\frac{\partial \Delta V_o}{\partial Q_l}\right)$

Un aumento en el factor de calidad se traduce en más consumo de corriente (ver Ecuación 39), por lo que aumentará la descarga que tiene lugar en los condensadores y aumentará el rizado (ver Figura 4-37).

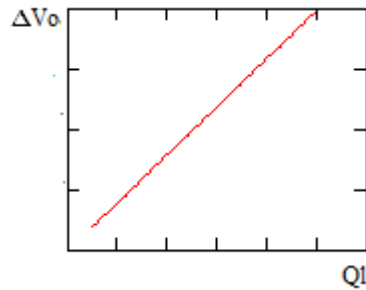


Figura 4-37. ΔV_o vs Ql

La Ecuación 278 recoge los cálculos pertinentes.

❖ Resistencia de carga $\left(\frac{\partial \Delta V_o}{\partial R_l}\right)$

En este análisis, dejando fijo el factor de calidad y frecuencia, por tanto dejando invariante la resistencia equivalente, un mayor número de etapas se traduce en que el sistema está más lejos de su funcionamiento ideal. Esta es la razón por la que el rizado es creciente con la resistencia de carga (Figura 4-38). Los cálculos se presentan en Ecuación 279.

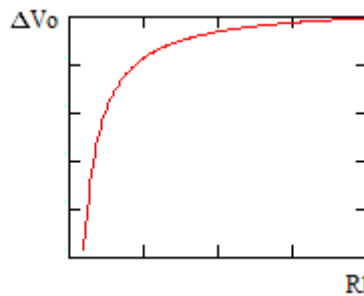


Figura 4-38. ΔV_o vs R_l (en función de parámetros de diseño)

❖ Capacidad del multiplicador $\left(\frac{\partial \Delta V_o}{\partial C}\right)$

Un condensador de mayor capacidad provoca una mayor constante de tiempo, y a igualdad de condiciones de tiempo disponible, se produce una menor descarga. Por eso se aprecia la característica mostrada en Figura 4-39, justificada en Ecuación 280.

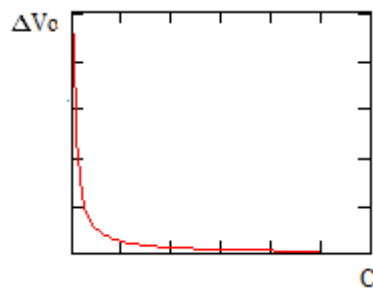


Figura 4-39. ΔV_o vs C (en función de parámetros de diseño)

❖ **Relación de transformación** $\left(\frac{\partial \Delta V_o}{\partial n}\right)$

Por último, la relación de transformación afectará de forma proporcional al rizado. Por eso la gráfica esperable (Figura 4-40) debe ser una línea recta de pendiente positiva (Ecuación 281).

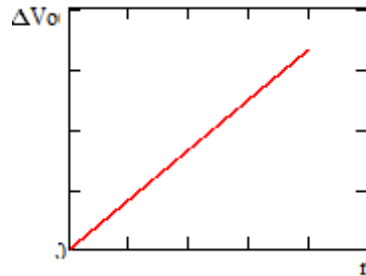


Figura 4-40. ΔVo vs n (en función de parámetros de diseño)

De la misma forma que en los análisis precedentes, se resume en la Tabla 4-6:

	ΔVo
N	Máximo
f	Decreciente
Q _l	Creciente
R _L	Creciente
C	Decreciente
n	Creciente

Tabla 4-6. ΔVo en función de parámetros diseños

4.1.5. Corriente en la inductancia de dispersión

La corriente que circula por la bobina de dispersión es un factor, en principio no susceptible de optimizar. No obstante, al estar muy relacionada con la intensidad media entregada por la fuente y ser sencilla de calcular en función de otros parámetros del circuito, conviene hacer una análisis más detallado que saque a la luz las dependencias que a simple vista no se aprecian. A partir de la Ecuación 36 y la Ecuación 27 se llega la expresión inferior (Ecuación 140):

$$i_{Ld} = \frac{Q_l \sqrt{Q_l^2 + 1}}{r_e} V_{inpuente} \tag{Ecuación 140}$$

4.1.5.1. Corriente en la bobina en función de los componentes

A pesar de la complicación que trae consigo la sustitución de la resistencia equivalente por su expresión, y el posterior análisis, se va a llevar a cabo porque esta magnitud influye en la

corriente entregada por la fuente, y por consiguiente, en la potencia entregada. Se remarcó anteriormente el error introducido debido al uso de la hipótesis del primer armónico. También se señaló que las magnitudes más propensas a acusar este error son el factor de potencia y la corriente media que cede la fuente. Puesto que se prevé la necesidad de un ajuste debido a esta desviación, se considera interesante haber estudiado cómo afecta cada componente a la misma.

Combinando la Ecuación 140 con la Ecuación 117 se tiene:

$$i_{Ld} = V_{inpuente} \sqrt{\frac{C_t}{L_d} + \frac{C_t^2}{L_d^2} \left(1 + \frac{4N^3 \pi \sqrt{L_d C_t}}{3R_l C}\right)^4 \left(\frac{R_l}{8N^2 n^2}\right)^2} \quad \text{Ecuación 141}$$

❖ **Número de etapas multiplicadoras $\left(\frac{\partial i_{Ld}}{\partial N}\right)$**

La intensidad circulante por el circuito depende del número de etapas, ya que esto afecta a la resistencia equivalente (Ecuación 117). En el análisis de la resistencia equivalente hecho en 4.1.1.1 se llega a la conclusión de que existe un número de etapas que minimiza la resistencia equivalente. Por tanto, dada la Ecuación 117, la corriente debe presentar un mínimo en el mismo punto (Figura 4-41).

Inicialmente, al aumentar las celdas, se reduce la resistencia equivalente y el factor de calidad. Debido a que la corriente es proporcional al cuadrado del factor de calidad e inversamente proporcional a la resistencia equivalente, la reducción del numerador es más rápida que la del denominador, disminuyendo la corriente netamente, como se ve en la primera zona de la Figura 4-41. Si se incrementa el número de etapas, la resistencia equivalente no disminuye, sino que aumenta ya que empieza a dominar otro término.

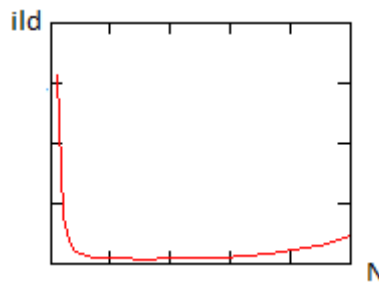


Figura 4-41. i_{Ld} vs N (en función de componentes)

Numéricamente se llega a la misma conclusión en la Ecuación 283, Ecuación 284 y Ecuación 285, calculando además la posición del mínimo que es:

$$N = \sqrt[3]{\frac{3R_l C}{8\pi \sqrt{L_d C_t}}} \quad \text{Ecuación 142}$$

Este valor coincide con el número de celdas que minimiza la resistencia equivalente (Ecuación 128).

❖ **Inductancia de dispersión** $\left(\frac{\partial i_{Ld}}{\partial L_d}\right)$

La forma en que la inductancia afecta a la corriente viene impuesta por el factor de calidad y la resistencia equivalente. La resistencia equivalente aumenta al crecer la inductancia y el factor de calidad decrece al aumentar la misma. La gráfica inferior muestra la dependencia (Figura 4-42).

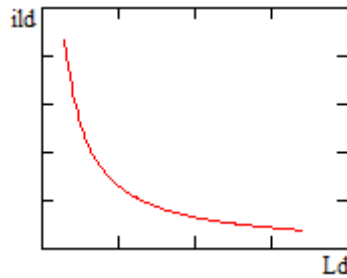


Figura 4-42. i_{Ld} vs L_d

Los cálculos numéricos se muestran en el Anexo C. Desarrollo de Ecuaciones de Optimización, concretamente en Ecuación 286.

❖ **Capacidad equivalente en el primario** $\left(\frac{\partial i_{Ld}}{\partial C_t}\right)$

Siguiendo con la justificación en función de la resistencia equivalente, ésta presenta un comportamiento creciente (Ecuación 287) con la capacidad equivalente en el primario. Por ser el factor de calidad proporcional a esta variable, sería esperable que la gráfica fuera creciente (Figura 4-43).

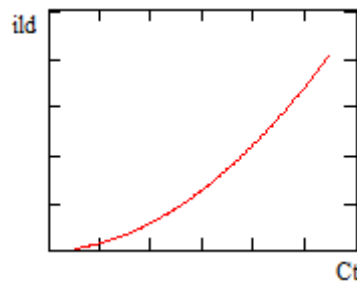


Figura 4-43. i_{Ld} vs C_t

❖ **Resistencia de carga** $\left(\frac{\partial i_{Ld}}{\partial R_l}\right)$

La resistencia equivalente tiene un mínimo para una determinada resistencia de carga. Análogamente, debería visualizarse en Figura 4-44 un mínimo en ese valor (Ecuación 288 y Ecuación 289).

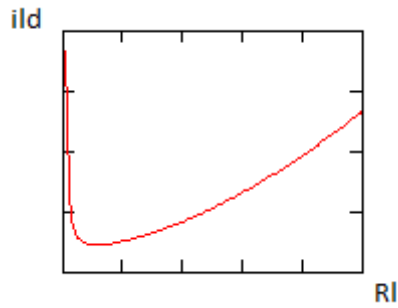


Figura 4-44. i_{Ld} vs R_l

❖ Relación de transformación $\left(\frac{\partial i_{Ld}}{\partial n}\right)$

Por las mismas razones debe encontrarse una función decreciente en función de la relación de transformación (Ecuación 290). Abajo se muestra la dependencia gráficamente (Figura 4-45):

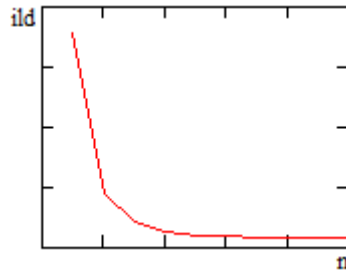


Figura 4-45. i_{Ld} vs n

❖ Capacidad del multiplicador $\left(\frac{\partial i_{Ld}}{\partial C}\right)$

Por último, la capacidad del multiplicador hace aumentar la corriente en el caso en que se disminuya (Figura 4-46). La justificación numérica está en Ecuación 291.

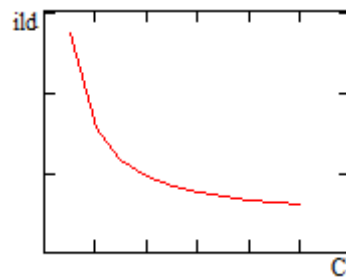


Figura 4-46. i_{Ld} vs C

Como resumen se adjunta la tabla inferior (Tabla 4-7):

	i_{Ld}
N	Mínimo
L_d	Decreciente
C_t	Creciente
R_L	Mínimo
n	Decreciente
C	Decreciente

Tabla 4-7. i_{Ld} en función de componentes

4.1.5.2. Corriente en la bobina en función de los parámetros de diseño

Este análisis puede llevarse a cabo sin operación alguna, por la simplicidad de la función. El aumento del factor de calidad incrementa la corriente. Si manteniendo este valor, se reduce la resistencia equivalente, se podrá aumentarla incluso más.

4.2. ANÁLISIS DE RESULTADOS

A continuación se analizarán los resultados de forma conjunta. Para ello, se muestran la Tabla 4-8 y Tabla 4-9 donde se representan las funciones en columnas y los parámetros en filas, indicando la monotonía. En cada casilla se indicará una flecha que indicará la monotonía. Si la flecha es hacia arriba será creciente y hacia abajo decreciente. En esta tabla se muestran las relaciones con los componentes y no los parámetros de diseño.

	V_o	fdp	i_{Ld}	ΔV_o
N	Mínimo	Máximo	Mínimo	↑
L_d	↓	↑	↓	↑
C_t	↑	↓	↑	↓
R_L	↑	↓	Mínimo	↓
n	↓	↑	↓	↓
C	↓	↑	↓	↓

Tabla 4-8. Análisis en función de componentes

A lo largo del capítulo se ha señalado que este análisis pretende ayudar a tener una visión general de las dependencias de las funciones con los componentes, pero que en ningún caso es útil en el proceso de diseño. El objetivo es tener información de qué variable será más

conveniente modificar, en caso de que, una vez hecho el diseño, los resultados se alejen ligeramente de lo esperado. Es decir, esta información permitirá hacer un ajuste fino.

	V_o	ΔV_o
N	Máximo	Máximo
Q_i	↑	↓
f	↑	↑
R_L	↑	↑
C	↑	↓
n	↑	↑

Tabla 4-9. Análisis en función de parámetros de diseño

Combinando ambos resultados se llega a la conclusión de que interesa tener la menor energía reactiva que permita alcanzar la tensión de salida. Para ello será conveniente aumentar la capacidad del multiplicador, ya que esto reduce la resistencia equivalente pero reduce también el rizado.

En la realidad, una mayor relación de transformación genera mayor tamaño de los componentes parásitos, haciendo que la frecuencia baje y empeorando el rizado. Por desgracia, para alcanzar los niveles de tensión necesarios, no queda alternativa y se debe hacer uso de un transformador de este tipo. También ocurre que esta característica afecta al tamaño de la resistencia equivalente, por lo que aun haciendo mayor la relación entre primario y secundario, si la señal en la entrada se reduce, disminuye el voltaje en la carga.

La mayor cantidad de etapas de multiplicación podrían, en principio, permitir bajar la relación del transformador. Sin embargo, se ha justificado que no siempre un mayor número de etapas lleva a mayor tensión, pues el factor de calidad se reduce.

Además hay que tener en cuenta que los elementos reactivos vienen impuestos por el transformador usado y estas variables afectan notablemente a todas las magnitudes, por lo que aunque parezca que se tienen muchos grados de libertad en el diseño, realmente no lo son.

Aparte de satisfacer estas ecuaciones, habría que cumplir las directrices generales debidas al entorno en que va a ser usado el equipo. Se ha señalado en puntos precedentes el interés de elevar la frecuencia en términos de reducción de tamaño y peso de los componentes magnéticos. Además interesa, a este efecto, lograr la mayor integración posible de los elementos parásitos del transformador en el circuito. De esta manera se podría conseguir eliminar la inductancia que modela la dispersión. En cualquier caso, interesará que lo que sea preciso añadir sea lo menor posible.

En principio un aumento de la frecuencia es siempre favorable en términos de reducción de tamaño y peso, reducción de rizado, aumento de tensión de salida, etc. Sin embargo, no es

posible llevarlo a la práctica y elevar este factor tanto como se quiera, ya que la frecuencia viene impuesta por la inductancia de dispersión y la suma del condensador parásito del transformador y la capacidad equivalente del multiplicador, reflejada en el primario. Los dos primeros elementos vienen condicionados por el transformador. Esta es la primera razón por la que no se puede reducir arbitrariamente.

En el proceso de diseño se justificarán los pasos y criterios seguidos en la toma de decisiones.

5. DISEÑO

En este apartado se va a proceder al diseño, propiamente dicho, del dispositivo. Para llevar a cabo este proceso se seguirá la secuencia que muestra el diagrama de la Figura 5-3. Este esquema está basado en los resultados obtenidos en el capítulo 0, en el que se han analizado las dependencias de todas las variables en las funciones.

Para ello se van a cuantificar algunas limitaciones que hasta ahora se han descrito cualitativamente.

Se establece como **relación de transformación máxima 200**. Este límite superior se fija en términos del tamaño, principalmente, aunque también se debe al tamaño de los elementos parásitos. Cuanto mayor sea este ratio, mayor será la separación entre devanados (para garantizar el aislamiento) haciendo que el circuito magnético sufra un peor acoplamiento. Esto se traduce en mayor dispersión del flujo y por tanto, la bobina de dispersión que modela dicha pérdida, tendrá un valor mayor. Además, la capacidad parásita del secundario será mayor al producirse más secuencias conductor-aire-conductor. Aun siendo cierto lo anterior, tratándose del condensador, lo que produce un mayor impacto es directamente el valor de la relación de transformación y no en sí, que físicamente varíe este valor. El orden de dicha capacidad es de pocos picofaradios y la variación que va a producirse por tener más vueltas en el secundario va a ser minúscula. Por lo tanto el factor efectivo en el secundario apenas cambia. Sin embargo, su efecto en el primario cambia notablemente ya que el valor reflejado queda multiplicado por el cuadrado de la relación (sin considerar la capacidad equivalente del multiplicador). Para clarificar esto, se hace una simple estimación de cómo cambiaría el hecho de considerar una relación de 50 y una de 200 con un valor típico de 3pF:

$$C_p = 3 \cdot 10^{-12} \cdot 50^2 = 7,5nF$$

$$C_p = 3 \cdot 10^{-12} \cdot 200^2 = 0,12\mu F$$

Teniendo en cuenta que el aumento de los elementos parásitos conlleva una reducción de la frecuencia y a su vez, un mayor tamaño de los componentes magnéticos, parece evidente que no se debe aumentar la relación indiscriminadamente, a pesar de que el análisis del apartado anterior indicara la ventaja de aumentar la relación, a efectos de aumentar la tensión y poder reducir el factor de calidad. Es necesario tener en cuenta que una mayor relación de transformación hace que la resistencia equivalente en el primario disminuya, si se mantiene la resistencia de carga, haciendo variar el consumo. En principio este valor no debe variar mucho, ya que si se diseña con un valor de tensión en la salida fijo, y una potencia fija también, la resistencia no debe cambiar. En todo caso, no debe modificarse mucho. Por ello, si se necesita aumentar la resistencia equivalente sin modificar la carga, habrá que variar la frecuencia, haciéndola más pequeña, o el condensador del multiplicador, ya que el número de etapas será considerado una constante. La opción de disminuir la frecuencia no es interesante y la de reducir el condensador del multiplicador tampoco, por que incrementará el rizado y haría bajar la tensión. Por todo ello, se deberá usar una relación de transformación elevada, por ser necesario

para reducir el factor de calidad, pero por los motivos expuestos, no se podrá ni se deberá aumentar excesivamente.

Enlazando con el impacto de la relación en la frecuencia, cabe repetir la necesidad de que sea lo más elevada posible. Ciertamente este valor debe limitarse también superiormente. La principal razón es que el modelo considerado del transformador y los valores de referencia que se han usado, corresponden a un rango de frecuencia del orden de varias decenas de kilohertzios. Superar esta barrera conlleva otras dificultades y peculiaridades que no se han tenido en cuenta. Por ejemplo, la capacidad parásita que se despreció en el análisis del modelo del transformador, C_{iw} . Debido al menor tamaño, en el rango de frecuencias considerado, esta aproximación es adecuada, pero si la frecuencia aumenta, puede hacerse necesaria su consideración. Esta es la razón por la que **no debe excederse la frecuencia de aproximadamente 700kHz**. Inferiormente, **no debería disminuir de 100kHz**, básicamente, por problemas de tamaño y peso. El impacto de la frecuencia afecta por supuesto, a los componentes utilizados, por lo que en la práctica, cambiar mucho el rango de frecuencia hará necesario el replanteamiento desde el inicio del problema.

Se recuerda que el diseño se va a realizar suponiendo un ciclo de trabajo aproximadamente del 100%, a plena carga (aproximadamente 10W), y en las condiciones más desfavorables de alimentación. En un primer proceso se van a obviar las desviaciones debidas a un bajo factor de calidad. De esta manera se comprobará la diferencia entre los valores teóricos y los simulados, y cuantificar así, este error.

Por cuestiones de tamaño y rendimiento, **el número máximo de celdas multiplicadoras a considerar va a ser cinco**. En múltiples aplicaciones se usan más pero el rendimiento cae considerablemente, ya que se aleja cada vez más del comportamiento ideal. Atendiendo únicamente a la expresión de la tensión en la carga (Ecuación 120), manteniendo constante el valor de los componentes restantes, se puede apreciar que un aumento de etapas hace crecer el numerador más rápidamente que el denominador. Conviene señalar que variar este número sin variar los componentes hace que se modifiquen otros parámetros del sistema, como el factor de calidad, trayendo consigo cambios en el consumo, en el factor de potencia y en el rizado. La cuestión es que si la cifra de etapas es baja, como en este caso, este crecimiento no es tan abrupto. En el capítulo 0 se analizó la dependencia funcional de las ecuaciones con el número de etapas, por lo que no se repetirá el análisis. Basta con recordar que si se añaden muchas etapas sin modificar la carga, el factor de calidad cae tan rápido, que un mayor número de celdas provoca reducción en el voltaje de salida, en lugar de aumento. La premisa será la de cumplir los requisitos con el menor número de celdas posible. De esta manera se consigue reducir el número de componentes, reduciendo por tanto costes y tamaño, aumentar la fiabilidad y tener un comportamiento más ideal. Además se conseguirá bajar el rizado sin necesidad del uso de resistencias de carga o condensadores más elevados, que reduzcan la potencia y hagan más lento el sistema.

El factor de calidad deberá hacerse tan pequeño como sea posible. No obstante, como se ha señalado antes, este decrecimiento hace que las formas de onda, principalmente de corriente,

se alejen de la forma senoidal, aumentando el factor de distorsión y en consecuencia, no elevando el factor de potencia tanto como cabría esperar. Es por ello que el factor de calidad tampoco debe ser minimizado todo lo posible.

Para cuantificar el factor de potencia se utiliza la fórmula:

$$f_{dp} = f_{distor} \cdot f_{desplaz} \quad \text{Ecuación 143}$$

El factor de potencia mide el aprovechamiento útil, en términos de potencia, de la onda. El valor total o real de esta magnitud depende del desfase entre la tensión y corriente, y de las formas de estas ondas. El desplazamiento se produce por la presencia de elementos reactivos en el circuito. Mientras, la distorsión es consecuencia de la presencia de cargas no lineales como pueden ser diodos. Si se considera la expresión más general en que tanto voltaje como intensidad tienen armónicos, la expresión a usar sería:

$$f_{dp} = \frac{\sum_k^n V_{eff,k} I_{eff,k} \cos(\vartheta_k)}{V_{eff,t} I_{eff,t}} \quad \text{Ecuación 144}$$

Esta expresión es compleja de evaluar debido a la necesidad de conocer la descomposición espectral de las ondas. Suponiendo que la onda de tensión permanece senoidal pura, la fórmula puede simplificarse. Esta situación se puede aproximar en bastantes ocasiones ya que normalmente es la corriente la que sufre una mayor distorsión, mientras que el voltaje permanece aceptablemente sinusoidal. Bajo estas condiciones la Ecuación 144 resulta:

$$f_{dp} = \frac{V_{eff,1} I_{eff,1} \cos(\vartheta_1)}{V_{eff,1} I_{eff,t}} = \frac{I_{eff,1}}{I_{eff,t}} \cos(\vartheta_1) \quad \text{Ecuación 145}$$

Al cociente entre el valor eficaz del primer armónico de la corriente y el valor eficaz de la onda completa se le llama factor de distorsión, y al coseno del desfase entre el primer armónico de tensión y corriente, factor de desplazamiento. Bajo este supuesto se va a analizar el comportamiento del sistema.

$$f_{desplaz} = \cos(\vartheta_{v1} - \vartheta_{i1}) \quad \text{Ecuación 146}$$

$$\arg(\vec{V}_{prim}) = \vartheta_{v1} \quad \text{Ecuación 147}$$

$$\arg(\vec{i}_{Ld}) = \vartheta_{v1} + \text{atan}(Q_l) = \vartheta_{i1} \quad \text{Ecuación 148}$$

Combinando la Ecuación 146 con la Ecuación 147 y la Ecuación 148:

$$f_{desplaz} = \cos(-\text{atan}(Q_l)) = \frac{\frac{1}{Q_l}}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q_l^2}}} \quad \text{Ecuación 149}$$

El factor de distorsión se puede calcular como:

$$f_{distor} = \frac{I_{eff1}}{I_{efft}} = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_l^2}} \quad \text{Ecuación 150}$$

$$THD_i = \sqrt{\frac{I_{efft}^2 - I_{eff1}^2}{I_{eff1}^2}} \tag{Ecuación 151}$$

THD_i es la distorsión armónica total (DAT) y mide el contenido en armónicos de la señal. Compara el contenido energético del primer armónico respecto al presente en la onda con todos sus armónicos. Si la onda fuera puramente senoidal, toda la energía que la onda transportaría estaría contenida en el primer armónico y la distorsión armónica total sería nula, dejando el factor de distorsión unitario. El numerador del factor de distorsión corresponde con el valor teórico calculado bajo la aproximación del primer armónico, mientras que el denominador se extrae mediante la simulación.

A modo de ejemplo, para tener una referencia cuantitativa del efecto, se realiza una simulación. Las condiciones en que se ha hecho son con el equivalente del sistema reducido al primario. Se ha usado una inductancia de 10µH y un condensador de 10nF y una frecuencia de conmutación de 503kHz, aproximadamente la de resonancia. Si se mide el factor de potencia en el primario y se usa el equivalente reducido (sin multiplicador) y con el puente H de transistores sustituido por una fuente senoidal que emule al primer armónico de la tensión a la entrada del tanque, el factor de distorsión debería ser unitario ya que no existen en este caso cargas no lineales, sólo elementos reactivos que afectan al factor de desplazamiento pero no al de distorsión.

Q ₁	i _{pk1} (A)	i _{eff} (A)	f _{distor}	f _{desplaz}	f _{dp} (teórico)
1	0,284	0,201	0,998	0,707	0,707
1,5	0,363	0,257	0,999	0,555	0,555
2	0,45	0,318	0,999	0,447	0,447
2,5	0,542	0,384	0,998	0,371	0,371

Tabla 5-1. f_{dp}, f_{distor} y f_{desplaz}

Los resultados de la Tabla 5-1 muestran que el factor de potencia efectivamente disminuye al aumentar el factor de calidad. El factor de distorsión no varía de forma significativa, como se esperaba. Con las dos últimas columnas se comprueba que el valor teórico calculado y el simulado son iguales, validando la expresión.

El puente de transistores, al igual que los diodos del multiplicador, son cargas no lineales. Estos elementos harán que el factor de distorsión se aleje de la unidad y atenuarán el aumento del factor de potencia total, o incluso pueden llegar a reducirlo aun creciendo el factor de desplazamiento. El efecto del puente de transistores contribuye a la distorsión armónica en menor medida que el multiplicador. La Figura 5-1 muestra como la tensión en el primario sigue siendo aproximadamente sinusoidal, aunque ya puede apreciarse una cierta distorsión si se simula con el puente de transistores y con un factor de calidad unitario.

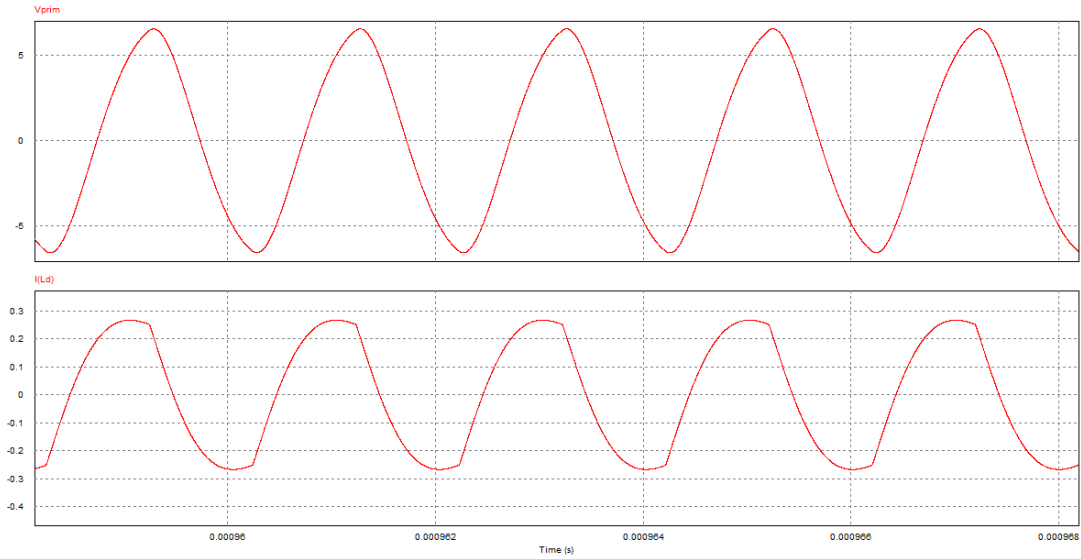


Figura 5-1. V_{prim} e i_{ld} con $Q_1=1$

En estas condiciones aún se podría, sin cometer un error significativo, calcular el factor de potencia considerando que la única distorsión se da en la onda de corriente. Sin embargo, la presencia del multiplicador hace que la tensión se aproxime más a una señal cuadrada, por lo que la hipótesis de que sólo la corriente tiene armónicos de orden superior deja de ser válida. Esto deja la posibilidad de calcular de forma exacta el factor de potencia teóricamente invalidada, dada la complejidad de la expresión general. Por lo tanto, en este estudio se cuantificará únicamente el aprovechamiento en términos de desplazamiento entre tensión y corriente. Esto hará que el valor teórico siempre sea superior al obtenido en la realidad y en la simulación. Para hacer que esta diferencia no sea tan elevada como para invalidar los cálculos se tratará de no rebajar excesivamente el factor de calidad, para que el factor de distorsión no predomine sobre el de desplazamiento. Para ejemplificar esto, se calcularán los valores de THD, factor de distorsión y desplazamiento en los diseños simulados. Para el diseño se seguirá manteniendo la hipótesis del primer armónico, siendo conscientes de que el error cometido será considerable.

La simulación inferior (Figura 5-2) muestra la distorsión que el multiplicador produce en las formas de onda, especialmente en la de corriente. Esta simulación no se ha hecho exactamente con los mismos valores pero sirve para ilustrar el papel que el multiplicador juega en esta magnitud. Incluso en esta simulación el factor de calidad es mayor que en la situación descrita en la Figura 5-1.

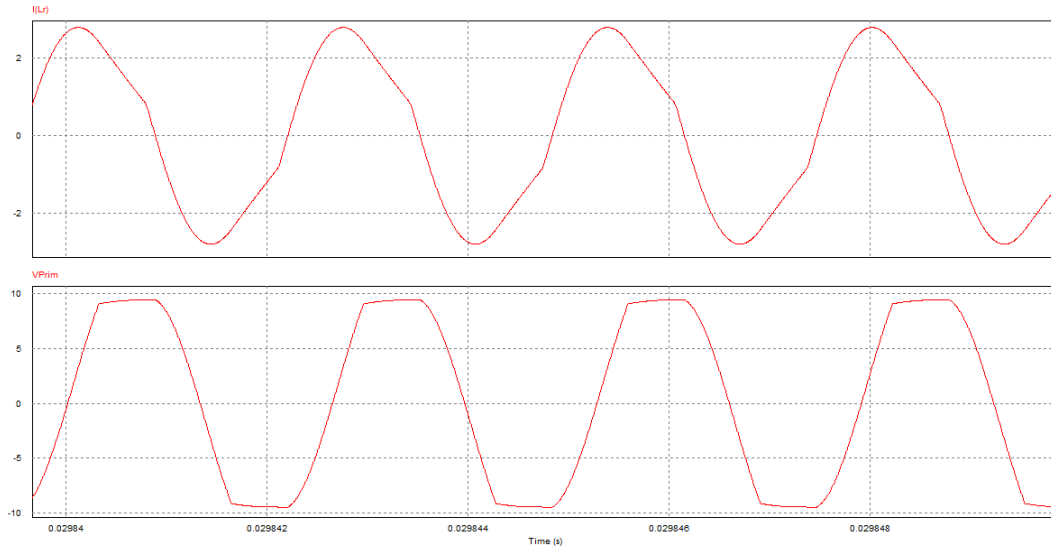


Figura 5-2. i_{Ld} y V_{prim} con multiplicador

Además, no se puede olvidar que este circuito es especialmente sensible a la forma de onda y a los valores de pico de las señales. Los condensadores del multiplicador se cargarán idealmente al valor de pico de la tensión que haya en el secundario. Aunque el factor de distorsión sea elevado, si la onda cambia de forma y se hace, como ocurrirá con la tensión en el primario, más cuadrada, se tendrá un valor de amplitud menor que repercutirá en la carga de los condensadores. Por un lado se verá favorecido el proceso pues, como se indicó previamente, la onda cuadrada, al ofrecer mayor tiempo para la carga obtiene mejor rendimiento, pero al ser reducida la amplitud, influirá negativamente.

Por todo ello, no se tratará de reducir el factor de calidad por debajo de dos, ya que como se ha indicado, la distorsión se agravaría por la presencia del multiplicador, haciendo que el aumento del factor de desplazamiento sea absorbido por la reducción del factor de distorsión.

Teniendo en cuenta la información ya presentada, se tiene un punto de partida de algunos parámetros junto con los resultados teóricos de las optimizaciones para empezar a diseñar.

Se van a realizar dos diseños, uno con los requerimientos de la misión a 25kV y otro de un prototipo, que será el que se construya con objetivo de validar el modelo. El primero, puesto que no se va a construir y que el diseño depende extremadamente de las características del transformador, se va a hacer de una forma más ideal, es decir, obviando las resistencias de los condensadores y caídas de tensión de los diodos y transistores, y cualquier otro efecto. En el segundo, sí se considerarán, o se estimarán las pérdidas en tensión, para tener un resultado más cercano al que se obtenga en los resultados experimentales. El diagrama de la Figura 5-3 ilustra la secuencia de diseño. El proceso se explicará y se entenderá más fácilmente en el proceso de diseño general. El proceso de diseño del prototipo tendrá leves variaciones ya que se mantendrá siempre que sea posible la máxima analogía con la solución del diseño general.

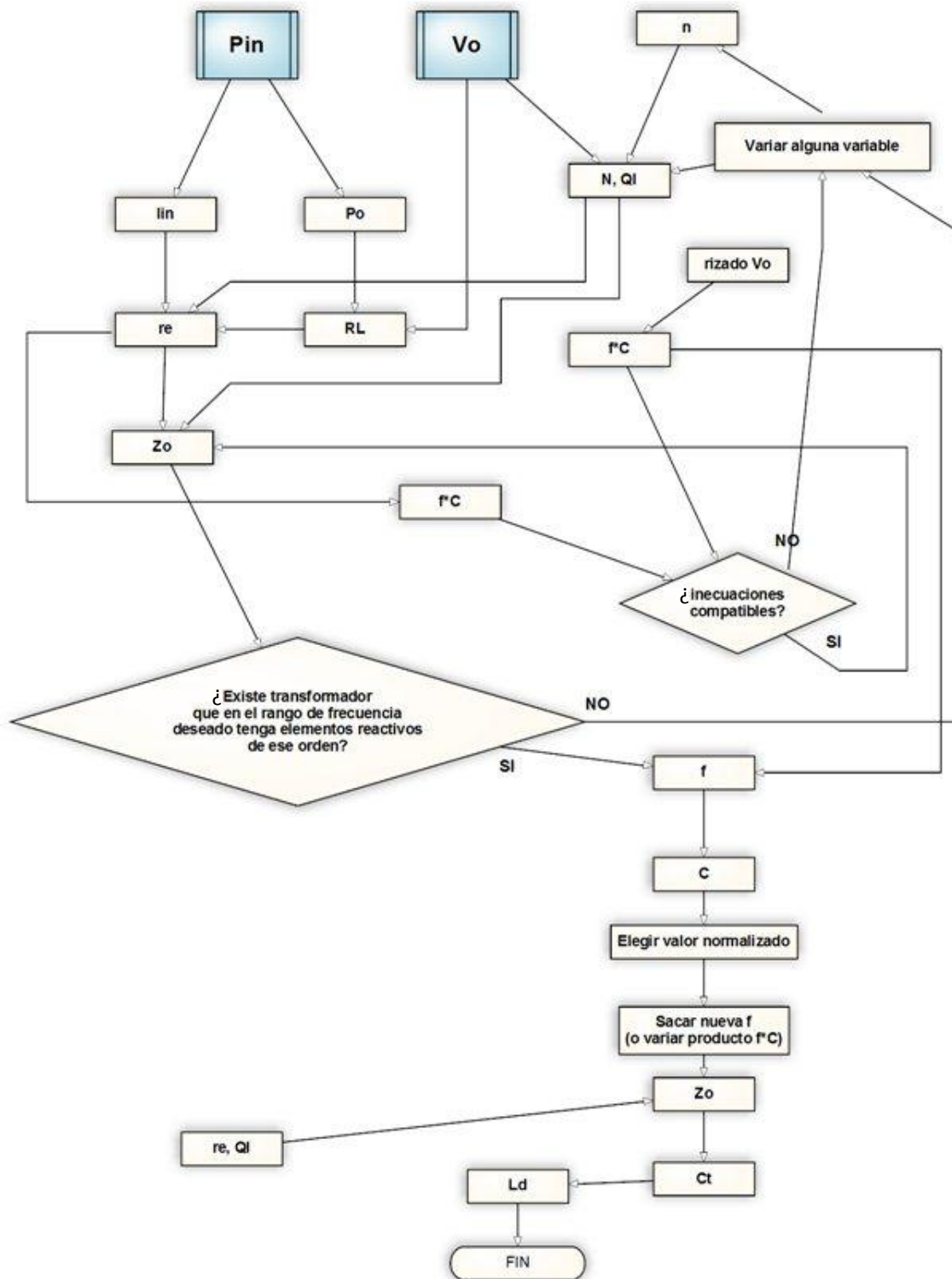


Figura 5-3. Diagrama de flujo de diseño

5.1. DISEÑO GENERAL

Como punto de partida de este diseño se tienen las especificaciones recogidas en el apartado 1.4.

Magnitud	Valor
Tensión de entrada	5-8V
Tensión de salida	25kV
Potencia	1-10W
Rizado de tensión de salida	<1%

Tabla 5-2. Especificaciones diseño general

Junto con la (Tabla 5-2), se tiene el diagrama de la Figura 5-3, que guiará y marcará la secuencia a seguir para llegar la solución final.

Primero se tratará de satisfacer el requerimiento de tensión. Para acotar un poco más el número de etapas, la relación de transformación y el factor de calidad, se va a analizar suponiendo el multiplicador en vacío, es decir, idealmente:

$$V_o = 2NnQ_l V_{inpuente} \tag{Ecuación 152}$$

Suponiendo la máxima relación de transformación considerada en este documento, y variando el número de etapas, se requeriría un factor de calidad que sigue la ley:

$$25000 = 2N \cdot 200 \cdot Q_l V_{inpuente} \rightarrow Q_l \propto \frac{1}{N} \tag{Ecuación 153}$$

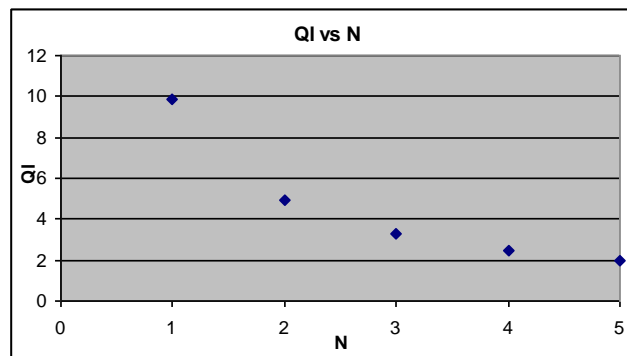


Figura 5-4. Ql vs N

Como se aprecia en la gráfica (Figura 5-4 y Figura 5-5), la diferencia entre una etapa y cinco, en cuanto al factor de calidad y de potencia es significativa. Se pasaría de un factor de potencia en torno a 0,1 con una etapa a 0,45 con 5. La forma hiperbólica hace que la pendiente inicial sea mucho más pronunciada en el tramo inicial y tienda a variar cada vez más lentamente al aumentar N. Esto supone que la adición de una etapa suponga, cada vez, menor reducción del factor de calidad y por tanto, menor aumento del factor de potencia. De hecho, para cuantificar

este efecto basta con dar valores con cuatro y cinco etapas, teniendo que el factor de calidad sería 2,45 y 1,965, y el de potencia 0,38 y 0,45, respectivamente. La mejora que supondría en el factor de potencia sería absorbida por la distorsión producida en la onda por lo que, netamente, no se conseguiría apenas nada, sin olvidar el mayor número de componentes y tamaño. **Por esta razón el uso de cinco etapas se descarta.**

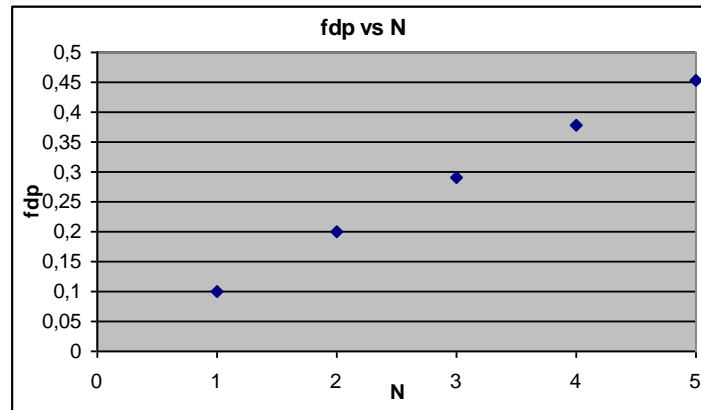


Figura 5-5. fdp vs N

Por otro lado, el uso de menos de tres etapas no tiene sentido ya que la introducción del multiplicador responde a la necesidad de elevar el factor de potencia. Con una o dos etapas se mejora respecto al caso base sin multiplicador, pero no justifica la complicación introducida por el mismo, respecto a la mejora que supone. Los candidatos son tres o cuatro etapas. Idealmente, con tres etapas se tendría un factor de calidad de 3,28 aproximadamente y de 2,46 con cuatro celdas. Dada la distorsión que introduce el multiplicador, que hará que en la realidad se tenga un factor de potencia inferior al calculado teóricamente, se opta como primera opción por cuatro etapas.

Combinando la expresión de la tensión en la salida (Ecuación 120) con la tensión equivalente de la entrada al tanque resonante (Ecuación 8):

$$V_o = \frac{2NnQ_l}{1 + \frac{2N^3}{3fR_lC}} \frac{4V_e}{\pi} \cos \alpha \quad \text{Ecuación 154}$$

La tensión V_{inpuente} es valor de pico del primer armónico de la tensión que se aplica a la entrada del tanque. El ángulo α representa la mitad del ángulo en que V_{inpuente} permanece a nivel nulo y depende del desplazamiento de fase que se introduzca entre un grupo de interruptores y el otro. El diseño se está haciendo a plena carga y por tanto, sin desplazamiento de fase. Sin embargo, en la práctica nunca se hace al 100% sino al 99%. Esto supone que el ángulo en que está a nivel alto será:

$$\alpha_{\text{nivel alto}} = 0,99 \cdot 180^\circ = 178,2^\circ \quad \text{Ecuación 155}$$

$$\alpha_{\text{desplaz}} = 180^\circ - 178,2^\circ = 1,8^\circ \quad \text{Ecuación 156}$$

$$\alpha = \frac{\alpha_{\text{desplaz}}}{2} = 0,9^\circ \quad \text{Ecuación 157}$$

$$V_{inpuente} = \frac{4 \cdot V_e \cdot \cos \alpha}{\pi} \approx 6,36V \quad \text{Ecuación 158}$$

Fijando el factor de calidad ligeramente superior al valor requerido en condiciones ideales, se asumirá un valor de 2,5.

Suponiendo una potencia entregada por la fuente de 10W, y un rendimiento superior al 95%, la resistencia de carga debe estar entre 62,5MΩ y 66MΩ aproximadamente. En primera instancia y a efectos de simular las condiciones en mayor desventaja, se considerará una resistencia de carga de 66MΩ.

$$25000 \leq \frac{2 \cdot 4 \cdot 200 \cdot 2,5 \cdot 6,36}{1 + \frac{2 \cdot 4^3}{3fC \cdot 66 \cdot 10^6}} \rightarrow fC \geq 3,67 \cdot 10^{-5} \Omega^{-1} \quad \text{Ecuación 159}$$

Para que la potencia dada por las placas esté en torno a los 10W deberá cumplirse que la corriente media por la fuente esté en torno a los 2A. Para ello, como se justificó antes, suponiendo que la corriente es perfectamente sinusoidal, la corriente que circula por la inductancia de dispersión deberá tener una amplitud de πA.

$$P_{in} = 10 = V_{in} \overline{i_{in}} = 5 \cdot \overline{i_{in}} \rightarrow \overline{i_{in}} = 2A \quad \text{Ecuación 160}$$

$$\overline{i_{in}} = \frac{2 \cdot i_{Ldpk}}{\pi} = 2 \rightarrow i_{Ldpk} = \pi A \quad \text{Ecuación 161}$$

Por otro lado, esa corriente se puede calcular como se muestra en la Ecuación 140:

$$i_{Ldpk} = \frac{Q_L \sqrt{Q_L^2 + 1V_{inpuente}}}{r_e} \rightarrow r_e = 13,63\Omega \quad \text{Ecuación 162}$$

Los requisitos de la misión establecen que la potencia consumida no debe superar los 10W, por lo que dicha resistencia debe ser mayor a ese valor límite. Sin embargo, no resulta conveniente que sea demasiado grande puesto que se ha seleccionado la resistencia de carga en condiciones acordes a ese valor.

El hecho de que no se esté teniendo en cuenta la distorsión producida en la onda y que va a hacer que el valor eficaz de la señal sea menor al esperado, hará que el valor calculado teóricamente sea siempre superior al que se obtendrá en la simulación. Esta es la razón por la que no se corre riesgo de exceder la potencia consumida en la entrada.

Un valor máximo de rizado admisible es el 1% de la tensión de salida. Esto es, 250V. Sustituyendo los valores deducidos anteriormente en la Ecuación 88:

$$\Delta V_o = \frac{N(N+1)}{2fC} i_{Rl} = \frac{4(4+1)}{2fC} \frac{25000}{66 \cdot 10^6} < 250V \rightarrow fC > 1,51 \cdot 10^{-5} \Omega^{-1} \quad \text{Ecuación 163}$$

En esta situación es más restrictiva la inecuación de tensión (Ecuación 159) que la de rizado (Ecuación 163) por lo que se considerará la primera.

Ahora se buscará otra condición que involucre a frecuencia y condensador debido a la resistencia equivalente. Ya se ha obtenido el valor que debe tener la resistencia reflejada en el

primario. A continuación se comprobará si es factible, usando la Ecuación 117 para calcular la resistencia equivalente en función de parámetros de diseño:

$$r_e = \frac{R_l}{8N^2n^2} \left(1 + \frac{2N^3}{3fR_lC} \right)^2 = 12,89 \left(1 + \frac{6,465 \cdot 10^{-7}}{fC} \right)^2 > 13,63 \rightarrow fC < 2,28 \cdot 10^{-5} \Omega^{-1}$$

Ecuación 164

No se pueden satisfacer ambas condiciones simultáneamente. Sin embargo, el hecho de que la corriente media vaya a ser inferior al valor calculado debido a la distorsión de la onda, permite probar con un valor algo inferior al calculado como límite de resistencia equivalente.

Adoptando una solución de compromiso, se toma un valor del producto $fC = 3,68 \cdot 10^{-5} \Omega^{-1}$. Así tiene un una resistencia equivalente de $13,35 \Omega$. Conocido este valor se puede hallar la impedancia característica. Manteniendo constante el factor de calidad se calcula la impedancia característica y con ella una relación que liga frecuencia y uno de los elementos reactivos, según interese L_d o C_t :

$$Q_l = \frac{r_e}{Z_0} \rightarrow Z_0 = \frac{r_e}{Q_l} = \frac{13,35}{2,5} = 5,34 \Omega \quad \text{Ecuación 165}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_d}{C_t}} \rightarrow L_d = 5,34^2 C_t \quad \text{Ecuación 166}$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_d C_t}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{5,34^2 C_t C_t}} = \frac{1}{2\pi \cdot 5,34 \cdot C_t} \quad \text{Ecuación 167}$$

Para los valores extremos de frecuencia considerados (100 y 700kHz) se tiene unos valores de C_t y C :

$$100\text{kHz} \quad C_t = 0,298\mu F \text{ y } C = 368\text{pF}$$

$$700\text{kHz} \quad C_t = 42,6\text{nF} \text{ y } C = 52,6\text{pF}$$

Recordando que C_t es la asociación paralela de la capacidad parásita del transformador reflejada en el primario y la capacidad equivalente del multiplicador, se tiene una cierta libertad en la selección, debido a que dependen en parte, del transformador y del multiplicador. Podría añadirse un condensador en el secundario para reducir la frecuencia en caso de que sea necesario. No será el caso en esta situación, ya que la gran relación de transformación hará que la capacidad en el primario sea ya considerablemente grande, sin tener que añadir ningún elemento extra. Un valor orientativo como capacidad parásita del transformador del orden de algunos pF. Suponiendo un valor de 1pF, que es de lo más favorable que se puede encontrar, reflejado en el primario supondrá 40nF con la relación de transformación fijada a 200. En estas condiciones, es aproximadamente la capacidad que se debería tener en el supuesto de 700kHz, pero sin tener en cuenta la contribución del multiplicador. Por esto, parece poco acertado buscar frecuencias tan altas como 700kHz. En principio, un valor central en el intervalo de frecuencias definido, resulta más adecuado pues aún es suficientemente alta para que los elementos

magnéticos tengan un tamaño aceptable y se tiene margen para la capacidad efectiva del multiplicador.

Se elige por tanto una frecuencia de 400kHz. Con este valor, si se mantiene la constante f_c , el valor de los condensadores del multiplicador debería ser 92pF. Eligiendo un valor normalizado de 100pF, la constante cambiará y por tanto, habrá que recalcular las magnitudes. Tanto tensión como rizado seguirán cumpliéndose, ya que la constante es ahora mayor que en el caso previo.

$$r_e = \frac{R_l}{8N^2n^2} \left(1 + \frac{2N^3}{3fR_lC} \right)^2 = 13,31\Omega \quad \text{Ecuación 168}$$

$$Z_0 = \frac{r_e}{Q_l} = \frac{13,31}{2,5} = 5,33\Omega \quad \text{Ecuación 169}$$

$$C_t = 74,65nF \quad \text{Ecuación 170}$$

$$L_d = 2,12\mu H \quad \text{Ecuación 171}$$

Con estos valores se tendría:

$$i_{Ldpk} = \frac{Q_l \sqrt{Q_l^2 + 1} V_{inpuente}}{r_e} = 3,219A \quad \text{Ecuación 172}$$

$$V_{primpk} = Q_l V_{inpuente} = 15,9V \quad \text{Ecuación 173}$$

$$V_o = \frac{2NnQ_l V_{inpuente}}{1 + \frac{2N^3}{3fR_lC}} = 25035V \quad \text{Ecuación 174}$$

$$\Delta V_o = \frac{N(N+1)}{2fC} i_{RL} = 94,7V \quad \text{Ecuación 175}$$

$$f_{dp} \approx 0,37 \quad \text{Ecuación 176}$$

A continuación se muestra un resumen de los resultados obtenidos en el anterior proceso (Tabla 5-3):

Magnitud	Valor
f	400kHz
N	4
n	200
R_L	66M Ω
Q_1	2,5
C	100pF
L_d	2,12 μ H
C_t	74,65nF

Tabla 5-3. Resumen de componentes diseño general

5.2. DISEÑO DEL PROTOTIPO

Debido a los altos valores de tensión que maneja el sistema de la misión, se opta por realizar un diseño a escala con un nivel de tensión considerablemente menor, en aras de seguridad y facilidad. El nivel de tensión que se buscará en este prototipo será de 270V. El resto de condiciones de potencia, frecuencia y alimentación serán respetadas respecto al diseño general.

De aquí en adelante se tratará de buscar la mayor similitud entre el diseño general y el prototipo, al menos en los parámetros. Así se intentará tener un factor de calidad análogo al anterior y una frecuencia próxima. La potencia también se tratará de equiparar. En caso necesario se excederá para tener mayores corrientes en el multiplicador y favorecer la carga de los condensadores en el equipo que se construya. Conviene también destacar que el flujo de diseño de la Figura 5-3, que muestra en la página siguiente, puede no seguirse literalmente en este apartado. La razón es que se intentará mantener la máxima similitud posible respecto al diseño general. Esto obliga a hacer algunas concesiones en los valores que se imponen, porque, probablemente, de forma natural no se llegaría a estos valores.

En este proceso sí se tendrán en cuenta más factores que hagan más preciso el resultado simulado, con objeto de reducir las diferencias entre el equipo construido y el diseñado. Sin embargo, algunos de estos parámetros son difíciles de integrar en las ecuaciones para llegar a una solución analítica. Por ello no se tendrán en cuenta todos, sino que se dejará un margen en los resultados para estas ineficiencias.

Puesto que este diseño sí se va a implementar en la realidad se seleccionará primera un transformador concreto. Una vez se tenga, se estimarán sus parámetros de dispersión, ya que estos son los principales responsables del tanque resonante.

Para la selección, habrá que conocer primero la relación de transformación necesaria. Para ello se estimará el valor ideal que se obtendría en vacío, con el multiplicador manteniendo constante el factor de calidad, el número de etapas y la alimentación que se fijaron en el diseño general:

$$V_o = 2NnQ_l V_{inpuente} \rightarrow 270 < 2 \cdot 4 \cdot n \cdot 2,5 \cdot 6,36 \rightarrow n > 2,12 \quad \text{Ecuación 177}$$

Se cogerá como referencia un transformador con relación de 3. Para la selección se atenderá a la relación y al tamaño de la inductancia de dispersión y magnetización. Puesto que el estudio se ha hecho despreciando el efecto de la corriente de magnetización, será necesario elegir un transformador cuya inductancia de magnetización sea lo suficientemente elevada para satisfacer esta hipótesis.

$$v_{Lm} = L_m \frac{di_{Lm}}{dt} \rightarrow \Delta i_{Lm} \approx \frac{v_{Lm}}{L_m} \Delta t = \frac{V_{prim}}{L_m \cdot f} D \quad \text{Ecuación 178}$$

$$i_{Lm} \ll i_{Ld} \rightarrow L_m > \frac{V_{prim}}{i_{Lm} \cdot f} D = \frac{2,5 \cdot 6,36}{0,1 \cdot 400 \cdot 10^3} 0,5 \approx 200 \mu H \quad \text{Ecuación 179}$$

Este sería el valor límite considerando que se pueda despreciar la corriente de magnetización si es inferior a 100mA, criterio que es válido dado el orden de la corriente que circulará por el tanque.

Se elige el transformador HA-4060-AL de Coilcraft. Este dispositivo tiene relación de transformación de tres y la inductancia de magnetización mínima en las condiciones que figuran en la hoja de características es 270μH. Cuanto mayor sea el valor, mejor será la aproximación y menos influirá este componente en la resonancia y en el comportamiento general del sistema. En el mismo documento aparece el valor de inductancia de dispersión máximo que, en las mismas condiciones de medida, es 2,7μH. Posteriormente se llevará a cabo una serie de ensayos sobre el transformador que permitirán cuantificar estos parámetros.

Para el rango de frecuencias de 400kHz que se obtuvo antes, la capacidad total en el primario (parásita del devanado y del multiplicador) debería ser de varias decenas de nF. Puesto que la relación de transformación es baja y la capacidad parásita reflejada seguirá siendo menor que este valor, se tiene margen suficiente para el condensador equivalente que aporte el multiplicador. En última instancia, se puede añadir un condensador en el secundario sin que distorsione demasiado la topología, para bajar la frecuencia hasta dicho orden.

A continuación se miden los parámetros reales del transformador. Se realizará un ensayo de cortocircuito y otro de vacío. Con estos dos ensayos se determinará la inductancia de dispersión, la bobina de magnetización y la capacidad parásita del devanado. En dichos ensayos se podrían también cuantificar las resistencias óhmicas asociadas a las pérdidas del transformador. Sin embargo, el analizador de impedancias utilizado no mide este parámetro de forma fiable, por lo que ignorará el resultado que muestre al respecto.

❖ **Ensayo de vacío**

El circuito equivalente en el ensayo de vacío es el mostrado en la Figura 5-6. Se van a obtener los parámetros desde el primario. La impedancia que el analizador detecta sería la combinación de todas las impedancias del transformador: inductancia de dispersión, inductancia de magnetización, capacidad parásita, y las resistencias de pérdidas. Sin embargo la Figura 5-6 sólo muestra la inductancia de magnetización, la capacidad parásita y la resistencia del núcleo. El motivo de este modelo es que aunque es cierto que el resto de elementos contribuye, su peso es mínimo. Es decir, la inductancia de magnetización es mucho mayor que la de dispersión, por lo que ésta puede despreciarse. Algo idéntico ocurre con la resistencia del núcleo frente a la resistencia serie del devanado. La resistencia pura no debería interferir con las otras impedancias, si se usan frecuencias adecuadas.

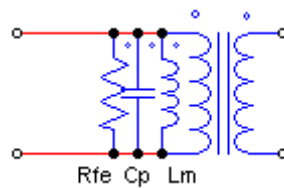


Figura 5-6. Circuito equivalente del ensayo de vacío

Al obtener la respuesta en frecuencia de la impedancia, se espera que a baja frecuencia domine la inductancia de magnetización y a alta frecuencia lo haga la capacidad parásita del devanado. Por este motivo, la fase a baja frecuencia debe ser aproximadamente 90° para acabar en -90° . Este comportamiento es justo el que se muestra en Figura 5-7.

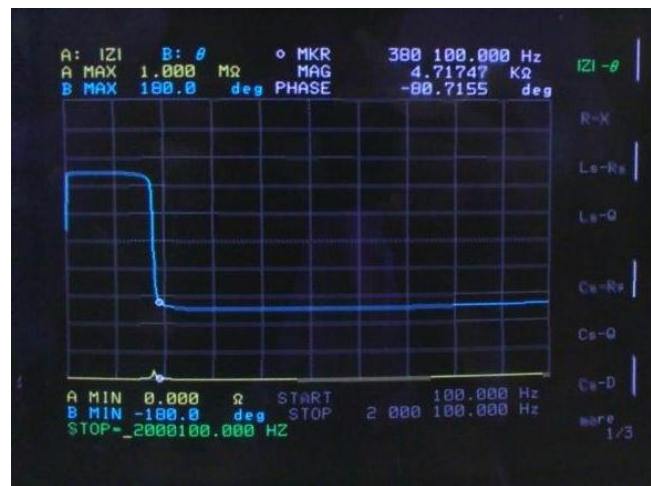


Figura 5-7. Ensayo de vacío

Al barrer la frecuencia de resonancia que impone el conjunto de elementos, se producirá un aumento abrupto de la impedancia (Figura 5-8).



Figura 5-8. Ensayo de vacío. Frecuencia de resonancia

El analizador de impedancias también permite ajustar el modelo para obtener directamente los valores de los parámetros en lugar de la magnitud y fase de la impedancia. De esta manera se elimina la incertidumbre de los valores resistivos, que no son fiables. Se realizaron medidas a 100kHz, donde es esperable que la totalidad de la impedancia se deba a la inductancia de magnetización.

$$\vec{Z} = 190,8 \angle_{88^\circ} \rightarrow L_m = \frac{190,8 \cdot \sin(88)}{2\pi \cdot 10^5} = 304 \mu H \quad \text{Ecuación 180}$$

Para obtener el valor de la capacidad habrá que usar frecuencias elevadas, por ejemplo 1MHz.

$$\vec{Z} = 245 \angle_{-87^\circ} \rightarrow C_p = \frac{1}{245 \cdot \sin(87) \cdot 2\pi \cdot 10^6} = 650 pF \quad \text{Ecuación 181}$$

La frecuencia de resonancia se puede calcular si se tiene en cuenta la expresión de la impedancia compleja:

$$\vec{Z}_0 = \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_m} + j\omega C_p} = \frac{j\omega L_m}{1 - \omega^2 L_m C_p} \quad \text{Ecuación 182}$$

$$1 - \omega^2 L_m C_p = 0 \rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_m C_p}} \rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_m C_p}} \approx 358 kHz \quad \text{Ecuación 183}$$

Este valor es coherente con lo obtenido en la respuesta en frecuencia en el ensayo. Corresponde con la zona en que el módulo de la impedancia se dispara, ya que el denominador tiende a cero (Figura 5-8). Esto quiere decir que los valores obtenidos son correctos.

❖ Ensayo de cortocircuito

En este ensayo se cortocircuita, como su propio nombre indica, uno de los devanados. En este caso se cortocircuitará el secundario porque se intenta tener los parámetros referidos al primario.

Al conectar los extremos del devanado secundario, la impedancia entre los extremos del devanado que se refleja en el primario es nula, cortocircuitando la inductancia de magnetización, el condensador parásito y la resistencia del entrehierro. Esta es la razón de que el modelo del ensayo de cortocircuito sea el que puede verse en la Figura 5-9.

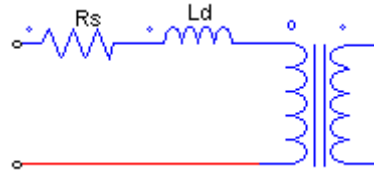


Figura 5-9. Circuito equivalente en ensayo de cortocircuito

La impedancia que el analizador de impedancias detecta, es la inductancia de dispersión con la resistencia serie, que modela las pérdidas en el cobre. Al igual que antes, los valores obtenidos para las resistencias puramente óhmicas no son precisos por los que se hará caso omiso a esta información, buscando sólo el valor de la inductancia de dispersión.

La respuesta en frecuencia de esta impedancia deberá tener su magnitud creciente en todo el rango, ya que la impedancia de la bobina es proporcional a la frecuencia y la resistencia es invariante con la frecuencia. No obstante, la presencia de capacidades parásitas puede hacer que, a muy alta frecuencia, la magnitud de la impedancia disminuya. En la imagen se muestran los resultados (Figura 5-10):



Figura 5-10. Ensayo de cortocircuito

Se midió magnitud y fase de la impedancia a distintas frecuencias para obtener un valor preciso para distintas frecuencias.

$$\vec{Z}_{cc}|_{f=300kHz} = 3,62_{\angle 60,5^\circ} = 1,78 + 3,148j \rightarrow L_d = \frac{3,148}{2\pi \cdot 3 \cdot 10^5} = 1,67\mu H \quad \text{Ecuación 184}$$

$$\vec{Z}_{cc}|_{f=150kHz} = 2,34_{\angle 43,1^\circ} = 1,71 + 1,6j \rightarrow L_d = \frac{1,6}{2\pi \cdot 1,5 \cdot 10^5} = 1,7\mu H \quad \text{Ecuación 185}$$

$$\vec{Z}_{cc}|_{f=400kHz} = 4,514_{\angle 67,56^\circ} = 1,72 + 4,172j \rightarrow L_d = \frac{4,172}{2\pi \cdot 4 \cdot 10^5} = 1,66\mu H \quad \text{Ecuación 186}$$

$$\vec{Z}_{cc}|_{f=380kHz} = 4,27_{\angle 66,94^\circ} = 1,67 + 3,929j \rightarrow L_d = \frac{3,929}{2\pi \cdot 3,8 \cdot 10^5} = 1,65\mu H \quad \text{Ecuación 187}$$

El valor de la resistencia serie es mucho mayor que el máximo que aparece en las hojas de características del transformador, por lo que no se usará este valor en el diseño y sí el que aparece como más desfavorable en dicho documento.

Por lo tanto se usaran como valores de los componentes reactivos del transformador los obtenidos anteriormente.

Debido a que la relación de transformación en el transformador es mucho menor que la del diseño general, la capacidad del devanado reflejada en el primario es muy pequeña. Esto hace que incluso con la contribución del multiplicador pueda seguir siendo demasiado pequeña y sea necesario añadir un condensador externo.

Antes de comenzar a realizar los cálculos numéricos se va a incluir en las expresiones el efecto de la resistencia del transformador en el peor escenario posible y se tendrán en cuenta las reducciones de tensión debidas a la caída de tensión que se producen en los diodos y transistores en conducción. Una vez seleccionados los componentes, se realizaran las simulaciones con todos los parámetros reales de los componentes.

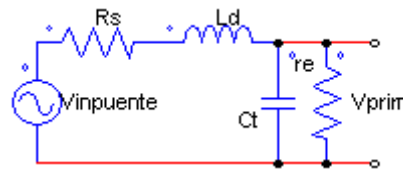


Figura 5-11. Circuito equivalente del prototipo

Planteando la ley de nodos y operando, se llega a una expresión de la tensión en el primario en función de la de entrada al tanque.

$$\frac{\vec{V}_{inpuente} - \vec{V}_{prim}}{j\omega L_d + R_s} = \frac{\vec{V}_{prim}}{r_e} + \frac{\vec{V}_{prim}}{j\omega C_t} \quad \text{Ecuación 188}$$

$$\begin{aligned} \frac{\vec{V}_{inpuente}}{j\omega L_d + R_s} &= \vec{V}_{prim} \left(\frac{1}{r_e} + \frac{1}{j\omega L_d + R_s} + j\omega C_t \right) \\ &= \vec{V}_{prim} \left(\frac{j\omega L_d + R_s + r_e - \omega^2 r_e L_d C_t + j\omega C_t R_s r_e}{(j\omega L_d + R_s) r_e} \right) \end{aligned} \quad \text{Ecuación 189}$$

$$\vec{V}_{inpuente} = \vec{V}_{prim} \left(\frac{j\omega L_d + R_s + r_e - \omega^2 r_e L_d C_t + j\omega C_t R_s r_e}{r_e} \right) \quad \text{Ecuación 190}$$

$$\vec{V}_{prim} = \frac{r_e \vec{V}_{inpuente}}{\vec{j}\omega L_d + R_s + r_e - \omega^2 r_e L_d C_t + \vec{j}\omega C_t R_s r_e} = \frac{\frac{1}{L_d C_t} \vec{V}_{inpuente}}{s^2 + s \left(\frac{R_s}{L_d} + \frac{1}{r_e C_t} \right) + \frac{R_s + r_e}{r_e L_d C_t}}$$

Ecuación 191

Identificando términos en Ecuación 191 con un sistema de segundo orden se llega a la conclusión de que:

$$\omega'_0 = \sqrt{\frac{R_s + r_e}{r_e}} \omega_0$$

Ecuación 192

La nueva frecuencia de resonancia es ω'_0 y ω_0 es la anterior, que sólo dependía de L_d y C_t . Particularizando la Ecuación 191 a la nueva frecuencia de resonancia (Ecuación 192):

$$\begin{aligned} \vec{V}_{prim} &= \frac{\frac{1}{L_d C_t} \vec{V}_{inpuente}}{\vec{j}\sqrt{\frac{R_s + r_e}{r_e}} \frac{1}{\sqrt{L_d C_t}} \left(\frac{R_s r_e C_t + L_d}{L_d r_e C_t} \right)} = \frac{r_e \sqrt{L_d C_t} \vec{V}_{inpuente}}{\vec{j}\sqrt{\frac{R_s + r_e}{r_e}} (R_s r_e C_t + L_d)} \\ &= \frac{\sqrt{r_e} \cdot r_e \cdot \vec{V}_{inpuente}}{\vec{j}\sqrt{R_s + r_e} (R_s Q_l + Z_0)} = \frac{\sqrt{r_e} \cdot r_e \cdot Q_l \cdot \vec{V}_{inpuente}}{\vec{j}\sqrt{R_s + r_e} (R_s Q_l + r_e)} \end{aligned}$$

Ecuación 193

En caso de que se pudiera considerar $R_s \ll r_e$, se obtendría la expresión usada para el diseño general.

A continuación se obtendrá la corriente por la inductancia. Se supondrá directamente que se opera a la frecuencia de resonancia para tener una expresión más compacta y porque en esas condiciones se hará funcionar al circuito. A partir de la Ecuación 188, en la que se escribe la ecuación en corrientes del circuito, se puede ahora calcular la corriente por la inductancia de dispersión como la suma de la que circula por la resistencia equivalente y la capacidad parásita. Es decir, con la Ecuación 193 y la Ecuación 188 se llega a:

$$\vec{i}_{Ld} = \frac{\frac{\sqrt{r_e} \cdot r_e \cdot \vec{V}_{inpuente}}{\vec{j}\sqrt{R_s + r_e} (R_s Q_l + Z_0)}}{\frac{r_e}{1 + \vec{j}\sqrt{\frac{R_s + r_e}{r_e}} \frac{r_e}{\sqrt{L_d C_t}} C_t}} = \frac{\sqrt{r_e} \cdot \vec{V}_{inpuente} \left(1 + \vec{j}\sqrt{\frac{R_s + r_e}{r_e}} Q_l \right)}{\vec{j}\sqrt{R_s + r_e} (R_s Q_l + Z_0)}$$

Ecuación 194

$$|\vec{i}_{Ld}| = \frac{Q_l \cdot V_{inpuente} \sqrt{r_e + (R_s + r_e) Q_l^2}}{\sqrt{R_s + r_e} (R_s Q_l^2 + r_e)} = \frac{V_{inpuente} Q_l \sqrt{\frac{r_e}{R_s + r_e} + Q_l^2}}{(R_s Q_l^2 + r_e)}$$

Ecuación 195

De forma análoga, si la resistencia serie fuera mucho menor que la equivalente, la expresión se simplificaría a la usada en el diseño general.

Calculando el factor de potencia en las mismas condiciones, es decir, suponiendo ondas senoidales:

$$f dp = \frac{\frac{V_{prim,pk}^2}{2r_e}}{\frac{V_{prim,pk}}{\sqrt{2}} \frac{i_{Ld,pk}}{\sqrt{2}}} = \frac{\sqrt{r_e}}{\sqrt{R_s + r_e} \sqrt{\frac{r_e}{R_s + r_e} + Q_l^2}} = \frac{\sqrt{r_e}}{\sqrt{r_e + (R_s + r_e) Q_l^2}} = \sqrt{\frac{1}{1 + \left(1 + \frac{R_s}{r_e}\right) Q_l^2}}$$

Ecuación 196

La resistencia serie en el caso más desfavorable vista desde el primario será:

$$R_s = 0,422 + \frac{1,58}{3^2} \approx 0,6\Omega$$

Ecuación 197

$$V_o = \frac{2Nn \frac{\sqrt{r_e} \cdot r_e \cdot Q_l \cdot V_{inpuente}}{\sqrt{R_s + r_e} (R_s Q_l + r_e)}}{1 + \frac{2N^3}{3f R_l C}}$$

Ecuación 198

Para empezar, se calculará un valor aproximado de la resistencia equivalente necesaria para tener una potencia en torno a 10W. Igual que se explicó en el diseño anterior, esto equivale a tener en condiciones ideales (sin distorsión de las ondas) un valor de amplitud en la corriente de πA (Ecuación 161).

$$\pi = \frac{6,36 \cdot 2,5 \sqrt{\frac{r_e}{0,6 + r_e} + 2,5^2}}{0,6 \cdot 2,5^2 + r_e} \rightarrow r_e \approx 9,8\Omega$$

Ecuación 199

$$Z_0 = \frac{r_e}{Q_l} = 3,92\Omega$$

Ecuación 200

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_d C_t}} = \frac{Z_0}{2\pi L_d}$$

Ecuación 201

Si se diseña para que no haya que añadir ninguna bobina y considerando que el valor de la inductancia de dispersión sea aproximadamente 1,66 μH , que es el valor obtenido en el ensayo de cortocircuito (Ecuación 186). Así se tiene una frecuencia:

$f \approx 375,8kHz$, que está próximo al valor del diseño general, que es lo que se pretendía.

$$C_t = \frac{L_d}{Z_0^2} = 0,1087\mu F$$

Ecuación 202

Para alcanzar los 270V que se quieren en la carga se deberá cumplir que:

$$V_o = \frac{2Nn \frac{\sqrt{r_e} \cdot r_e \cdot Q_l \cdot V_{inpuente}}{\sqrt{R_s + r_e} (R_s Q_l + r_e)}}{1 + \frac{2N^3}{3f R_l C}} = \frac{321,3}{1 + \frac{1,135 \cdot 10^{-4}}{R_l C}} > 270 \rightarrow R_l C > 6 \cdot 10^{-4} s$$

Ecuación 203

$$r_e = \frac{R_l}{8N^2 n^2} \left(1 + \frac{2N^3}{3f R_l C}\right)^2 \rightarrow 11289,6 = R_l \left(1 + \frac{1,135 \cdot 10^{-4}}{R_l C}\right)^2$$

Ecuación 204

Con estos dos componentes sin definir se tiene una cierta libertad para ajustar de forma más fina los valores al introducir los parámetros reales de los componentes que se incluirán en el prototipo a construir.

Con un condensador en el multiplicador de $1\mu\text{F}$ y una carga de $11\text{k}\Omega$:

$$r_e = 9,75\Omega \quad \text{Ecuación 205}$$

$$Q_l = 2,49 \quad \text{Ecuación 206}$$

$$V_o = 316,6V \quad \text{Ecuación 207}$$

$$i_{Ld} = 3,14A \quad \text{Ecuación 208}$$

$$V_{prim} = 13,33V \quad \text{Ecuación 209}$$

Al ser necesario añadir el condensador externo, con la estimación del condensador efectivo del multiplicador y el que debería tenerse para la frecuencia de arriba, se elige un valor normalizado cercano, 10nF . Al no ser exactamente igual, la frecuencia de resonancia varía.

$$f_{CS} \approx 0,441 \cdot \frac{375,8\text{kHz}}{4^3} = 2,59\text{kHz} \quad \text{Ecuación 210}$$

$$C_{out} \approx \frac{1}{2\pi \cdot f_{CS} \cdot R_l} = 5,59\text{nF} \quad \text{Ecuación 211}$$

$$C_{t,sec} = \frac{C_t}{n^2} = 12,08\text{nF} \quad \text{Ecuación 212}$$

$$C_{ext} \approx C_{t,sec} - C_{out} \approx 6,5\text{nF} \quad \text{Ecuación 213}$$

La razón porque se elige un valor normalizado por exceso es la que se expuso en puntos anteriores, en cuanto a que la estimación del condensador del multiplicado, C_{out} , es buena cuando el número de etapas es elevado. Por ellos se elige un condensador de 10nF .

Magnitud	Valor
f	375,8kHz
N	4
N	3
R_L	11k Ω
Q_1	2,5
C	1 μ F
L_d	1,66 μ H
C_t	0,108 μ F

Tabla 5-4. Componentes diseño prototipo

Una vez realizado el diseño cuyos resultados se muestran en la Tabla 5-4, el siguiente paso consiste en seleccionar los componentes concretos para, después, realizar las simulaciones pertinentes con los parámetros concretos de los elementos elegidos y valorar la necesidad de repetir algún paso del diseño.

Los transistores son una pieza clave en las pérdidas del circuito. Por ellos circula la mayor corriente. Además, las pérdidas en conmutación son proporcionales a la frecuencia, por lo que es vital elegir unos componentes adecuados. Aunque se diseñe para operar bajo condiciones de ZVS, los parámetros reales de los transistores pueden dificultar esto.

Por un lado se deberá tener en cuenta las pérdidas que generan y por otro, la rapidez con la que pueden transitar de un estado a otro. Para lo primero se buscarán aquéllos que tengan una baja resistencia de conducción, r_{dson} . Por otro lado, la capacidad parásita del MOSFET condiciona el tiempo que requiere para conmutar. Se seleccionan componentes con baja capacidad parásita y con baja resistencia de conducción. De todos los posibles componentes se elige el FDS6982 por el buen equilibrio entre su coste y sus prestaciones. Este circuito integrado contiene en dos transistores en cada encapsulado. El primero está optimizado para bajas pérdidas en conmutación y el segundo para reducir pérdidas en conducción.

Además, al tener un puente completo en el que los transistores en las posiciones superiores no tienen referencia a masa, se necesita el uso de un driver para fuente flotante. Se elige un integrado muy extendido como es el IR2110. Este componente requiere una serie de condensadores, resistencias y diodos para su correcto funcionamiento. Siguiendo la nota de aplicación An-978 se calcularon dichos componentes. Los condensadores bootstrap son de 0,47 μ F, y los de desacoplo de un 1 μ F. Como diodos para los drivers se usan los mismos del multiplicador, ya que son rápidos. Las resistencias de puerta de los transistores 1 y 2 son de pusieron de 10 Ω y las de los transistores 3 y 4 de 6,8 Ω .

Los condensadores han sido seleccionados con características especiales de baja resistencia serie pero aun así, en particular el condensador adicional que se añade en el secundario, será responsable de una importante desviación. Los condensadores utilizados serán de bajas pérdidas. Por el orden de capacidad necesitado se usan condensadores cerámicos. Los factores a tener en cuenta en la selección son: la capacidad, el voltaje que deben soportar y la resistencia serie. Por motivos de seguridad se consideran sólo componentes que soporten voltajes mayores o iguales a 2 veces la tensión nominal.

En cuanto a los diodos, cómo criterio de selección se establece la tensión que cae en conducción y la rapidez del componente. La caída de tensión que se produce en los diodos también contribuirá negativamente a la tensión de salida. Por ello, cuanto menor sea, mejor resultado se obtendrá. Al trabajarse a una frecuencia alta es importante asegurar que los semiconductores cambien de estado en un tiempo razonablemente bajo. Esto está relacionado con la capacidad parásita que el diodo presenta. Resumiendo, se eligen diodos Schottky y con baja tensión en conducción, concretamente el modelo BAT46WJ.

Para terminar hay que señalar la necesidad de incluir un condensador en el tanque resonante cuya misión es la de impedir la saturación del núcleo del transformador. Se recuerda que el modelo utilizado a lo largo del proceso ha prescindido de la inductancia de magnetización y en consecuencia, se seleccionó un transformador con un valor elevado de este parámetro de dispersión. No obstante, la presencia de este elemento en el transformador real puede llevar a que la corriente por el tanque no tenga valor medio nulo. Esta es la razón por la que se debe introducir este componente, como puede verse en la Figura 5-12.

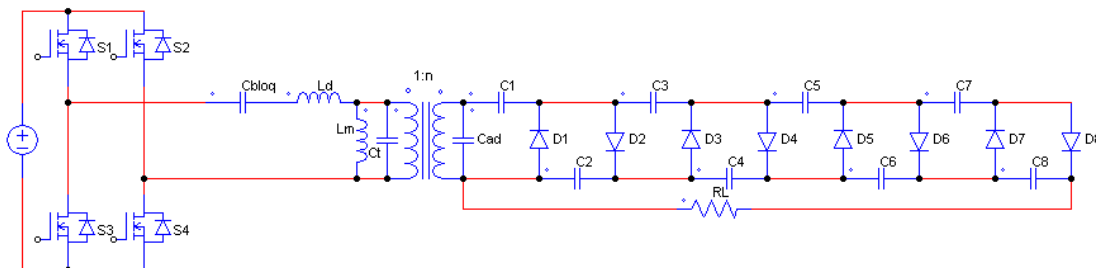


Figura 5-12. Esquema prototipo

En la anterior Figura 5-12, se muestra el esquema eléctrico del prototipo final. En dicho esquema no se representan, entre otros, los *drivers*. A continuación se muestra un esquema con los componentes. Los componentes del multiplicador, condensadores y diodos, no tienen la referencia del componente en la Figura 5-13 para facilitar la claridad de la misma. Las referencias de ambos se muestran en la parte superior derecha de la misma.

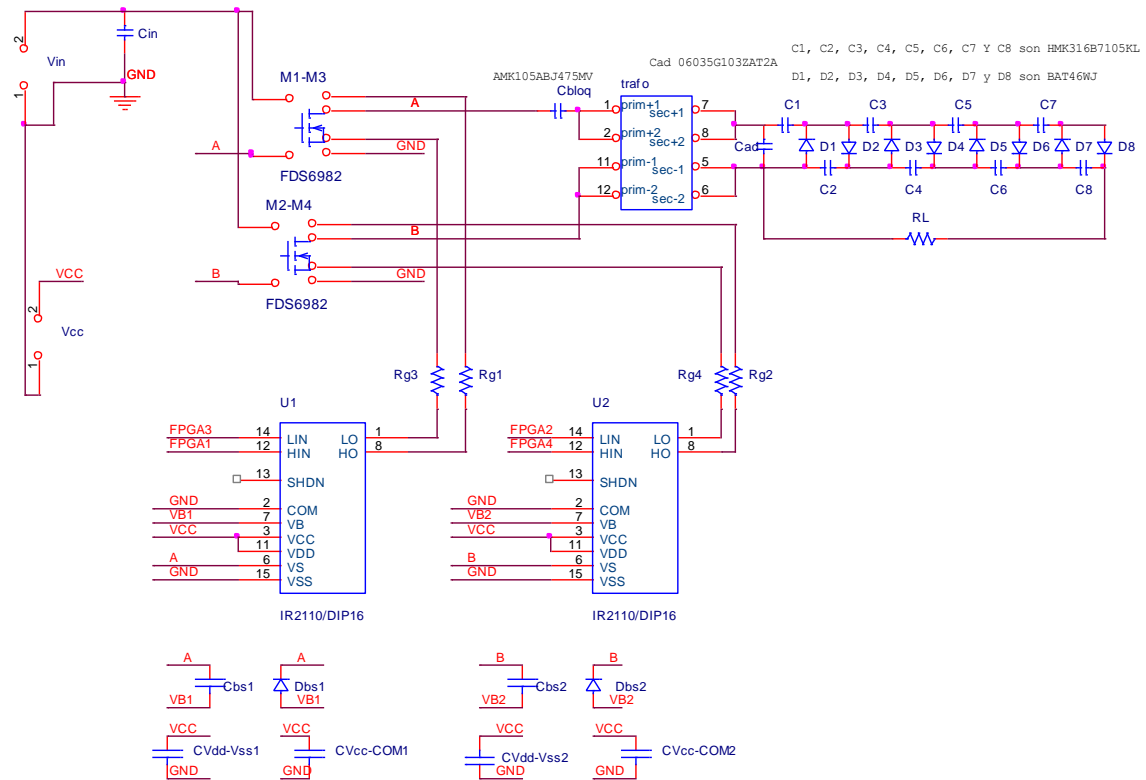


Figura 5-13. Componentes prototipo

Finalmente, anticipando los resultados finales de la PCB que se mostrarán en el Anexo B. PCB, se muestra la fotografía inferior (Figura 5-14) en la que se han señalado la posición de cada uno de los componentes de forma análoga a la que se muestra en la Figura Anexo B 2. Distribución de componentes.

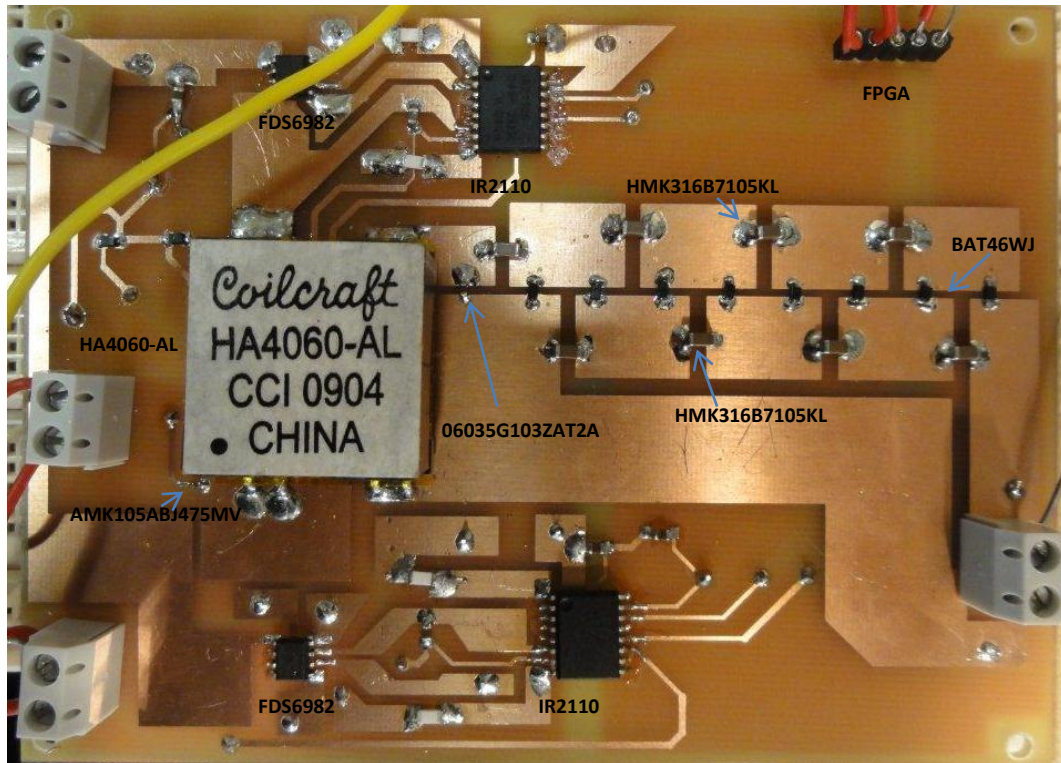


Figura 5-14. PCB con referencias componentes

5.2.1. Diseño de PCB

El circuito diseñado se va a construir en una tarjeta electrónica impresa. Para ello, todos los componentes a utilizar serán de montaje superficial, para evitar taladrar la placa, excepto para la realización de vías.

La placa constará de dos capas. En la capa superior (TOP), se situarán todos los conectores de entradas a la placa, como pueden ser las tensiones de alimentación de los chips y la tensión que modela los paneles fotovoltaicos, así como las señales externas. Los conectores para la FPGA, en caso de que se use, serán conectores estándar de 100mils de separación (1mil=100 μ m) tipo zócalo. Para las fuentes de tensión auxiliares para la alimentación se usarán conectores tipo clema. Adicionalmente se colocará uno de estos conectores para la resistencia de carga. Una resistencia de montaje superficial del valor requerido y que disipe la potencia necesaria no es viable. Por lo tanto se coloca un conector para poder usar una simple resistencia de potencia. Además se colocará uno de estos conectores antes del primario del transformador en previsión de que pueda necesitarse la inclusión de una bobina externa por problemas de resonancia.

Se colocará un condensador tras el terminal de conexión de la entrada de tensión del circuito y junto a los MOSFET, para eliminar el posible ruido proveniente de la fuente y para minimizar problemas de inductancia por diferente longitud de cables.

En la capa superior se situarán todos los componentes, además de los citados terminales de conexión. La capa inferior se dejará para situar los planos de masa y, en caso de que exista alguna dificultad para colocar algún componente en la capa superior, se usará ésta. El motivo de

usar la superior es la mejor maniobrabilidad que se tiene para probar el circuito. De esta manera también se minimizan el número de vías a realizar para conectar ambas capas.

En zonas donde las ondas son pulsantes y con una energía relativamente alta, se genera gran cantidad de interferencia electromagnética. La parte más delicada es la zona de los transistores y diodos. A lo largo del documento ha aparecido el concepto de EMI varias veces y el criterio que se ha seguido al respecto ha sido el de reducirlo siempre que haya sido posible. En este caso, reducir este efecto obliga a que el rutado de las pistas se haga siguiendo unas ciertas directrices. Una de las más efectivas es el uso de planos del mayor tamaño posible, con poco espacio entre planos contiguos para evitar el efecto de antena. Hay que tener en cuenta la precisión del equipo que llevará a cabo la impresión de la placa ya que si el espacio entre áreas es demasiado pequeño puede que resulten unidas cortocircuitándose.

En el Anexo B. PCB se presentan los planos y documentación de la tarjeta diseñada.

6. SIMULACIONES DEL DISEÑO GENERAL Y DEL PROTOTIPO. RESULTADOS EXPERIMENTALES

6.1. SIMULACIONES DEL DISEÑO GENERAL

Una vez realizado el diseño general, se simulará el circuito con los valores obtenido para evaluar las posibles diferencias. Lo esperable es que las formas de onda se alejen considerablemente de la forma sinusoidal. Esto se traducirá en desviaciones en varias magnitudes que se han ido anticipando a lo largo del documento. Hay que tener en cuenta que todos los cálculos realizados se han hecho bajo la aproximación del primer armónico. Por ello, cuanto más diferente respecto a una onda senoidal sean las corrientes y tensiones en el circuito mayor error se habrá cometido y por tanto, mayor diferencia neta se tendrá.

En concreto, lo lógico sería tener una mayor diferencia en el factor de potencia y corriente media consumida, que en el resto, debido a la forma en que se han calculado y a su sensibilidad a la forma. Para comprobarlo, se simula el circuito en estas condiciones.

A la luz de las gráficas en la Figura 6-1, se observa claramente la distorsión que se produce en las ondas de corriente e incluso, en la de tensión. Esta circunstancia supone un error entre los valores calculados teóricamente y los que arrojan estas simulaciones.

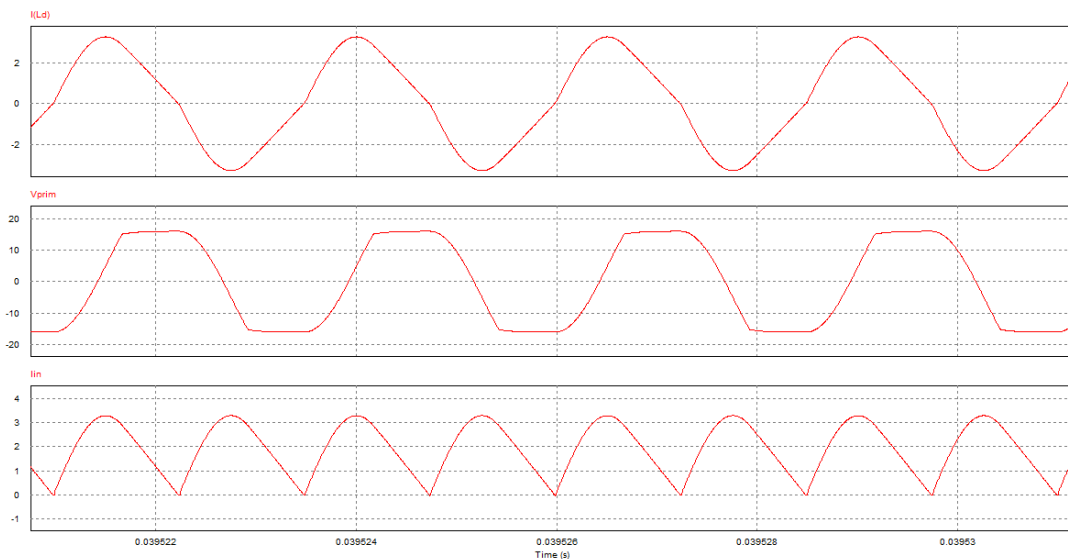


Figura 6-1. Corriente en la bobina, tensión el primario y corriente en la fuente

En la siguiente tabla se muestran los valores de las distintas magnitudes teóricas calculadas y los valores obtenidos mediante la simulación (Tabla 6-1).

	Teórico	Simulado	Error relativo
V_o (V)	25035	25270	1%
i_{Ldpk} (A)	3,219	3,285	2%
V_{primpk} (V)	15,9	16,1	1%
$\overline{i_{in}}$ (A)	2,049	1,937	5%
fdp	0,371	0,332	10%
ΔV_o (V)	94,7	87,92	7%

Tabla 6-1. Valores teóricos y simulados

Donde se aprecian mayores diferencias es en el factor de potencia, rizado y corriente media consumida, como se predijo. El factor de potencia resulta ser 0,332 frente a 0,37 teórico. Esto supone un factor de distorsión total aproximadamente de 0,9. La corriente media por la fuente debería ser 2,049A y el valor obtenido en la simulación es 1,937A. La razón de que el rizado presente un error alto es que al ser la onda más cuadrada en el primario, no se alcanzan valores de pico en la carga tan altos, reduciendo la diferencia entre valores extremos.

Una vez comprobada la forma de onda de la tensión en el primario, no tiene sentido mantener la suposición de tensión senoidal para calcular el factor de potencia. Esta es una de las razones por las que se produce dicha desviación en esta magnitud.

La distorsión armónica total en la tensión en el primario es 0,1457 y en la corriente en la inductancia de dispersión es 0,0983, según los resultados de las simulaciones.

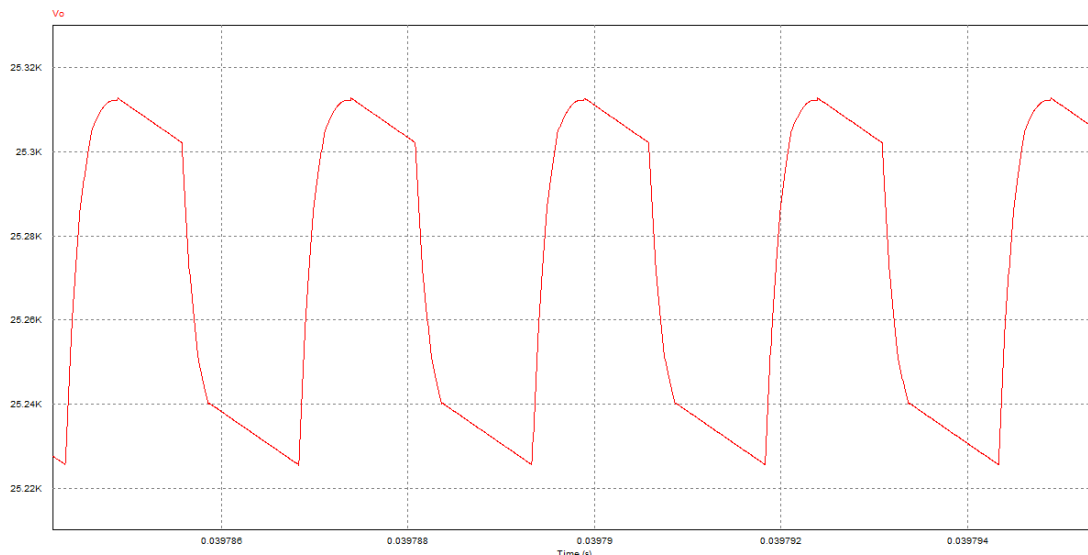


Figura 6-2. Tensión en la carga

La tensión es superior al valor teórico. Esto se debe a que al hacerse más cuadrada la onda de tensión, el aprovechamiento es mayor, ya que se da un mayor tiempo a los condensadores para cargarse. Además, el valor de amplitud de la tensión en el primario es

mayor que el esperado, lo que contribuye al aumento del valor medio, junto con un menor rizado. Esta diferencia se debe probablemente a que la resistencia equivalente sea ligeramente mayor a la calculada, haciendo que el factor de calidad aumente ligeramente mientras que la corriente tiene una menor amplitud, debido a su característica inversamente proporcional a la misma. En cualquier caso, tener una tensión mayor de la requerida en la salida no supone problema ya que disminuyendo el ciclo de trabajo equivalente se puede restablecer el valor al de consigna.

6.2. SIMULACIONES DISEÑO PROTOTIPO

A continuación se muestran las simulaciones del circuito tal y como se ha diseñado, es decir, sin los parámetros reales de los componentes, a excepción de los que hayan intervenido en la expresión analítica (Figura 6-3).

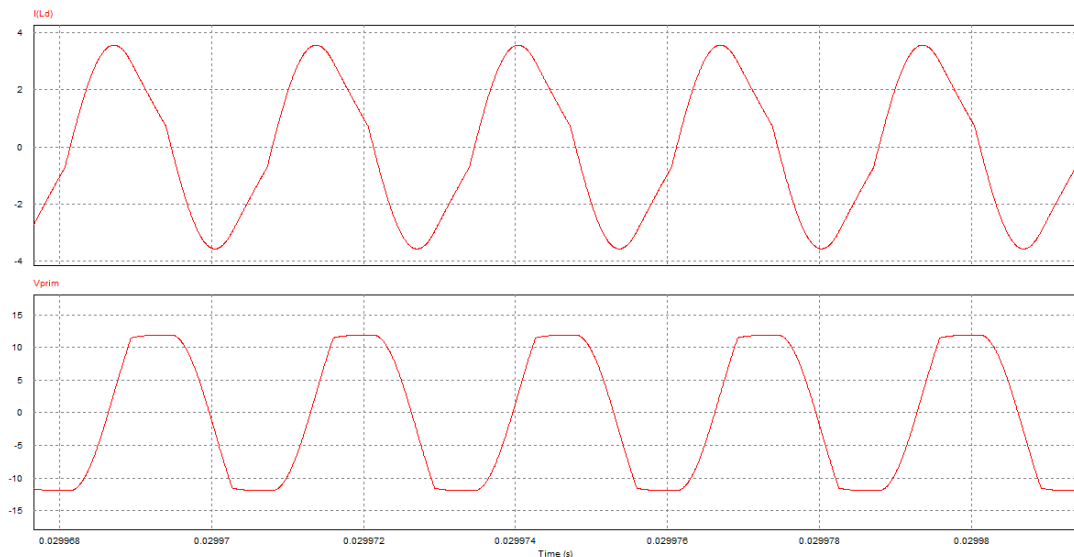


Figura 6-3. i_{Ld} y V_{prim} prototipo teórico

La amplitud de la corriente es 3,57A y de la tensión en el primario 11,94V. La principal diferencia se debe a la distorsión en las formas de onda. Al hacerse la tensión rectangular se pierde amplitud, haciendo que la tensión de salida disminuya. Por otro lado, al ser la corriente mayor de lo esperado, cae más tensión en la inductancia de dispersión. Esta es la razón por la que la tensión de salida es inferior a la teórica.

Haciendo los cálculos suponiendo ondas senoidales se comete ya un error considerable. Otra fuente de error se debe a la estimación de la capacidad efectiva del multiplicador y es que, la aproximación hecha es válida para un número elevado de etapas, para que la cancelación polo-cero sea efectiva y resulte un sistema de orden uno [Lamantia, Maranesi, & Radrizzani, 1994]. Esto hace que la estimación del condensador sea mayor que el valor real. O lo que es lo mismo, el valor así estimado haría que la capacidad total suma del efecto del multiplicador y devanado, fuera menor del necesario para la frecuencia deseada, resultando en una frecuencia de resonancia mayor. Por ello, el condensador que haya que añadirse deberá ser ligeramente

superior al calculado. Una variación en este valor modifica la frecuencia de resonancia haciendo que la frecuencia calculada se aleje de la misma. En estas condiciones surgiría otra fuente de incertidumbre debida a que las expresiones se han evaluado justo a la frecuencia de resonancia. Puede comprobarse que una pequeña variación en esta magnitud tiene un gran impacto en los valores. Es decir, hay mucha sensibilidad a la frecuencia de operación. No obstante, este hecho tiene la ventaja de que como se explicó en capítulos anteriores, el convertidor operaría en condiciones de ZVS.

Además, si como muestran las simulaciones, la tensión en el primario disminuye y la corriente aumenta, significa que la impedancia total del tanque ha disminuido y la proporción entre la impedancia paralela y serie ha bajado también.

El factor de potencia es de 0,307.

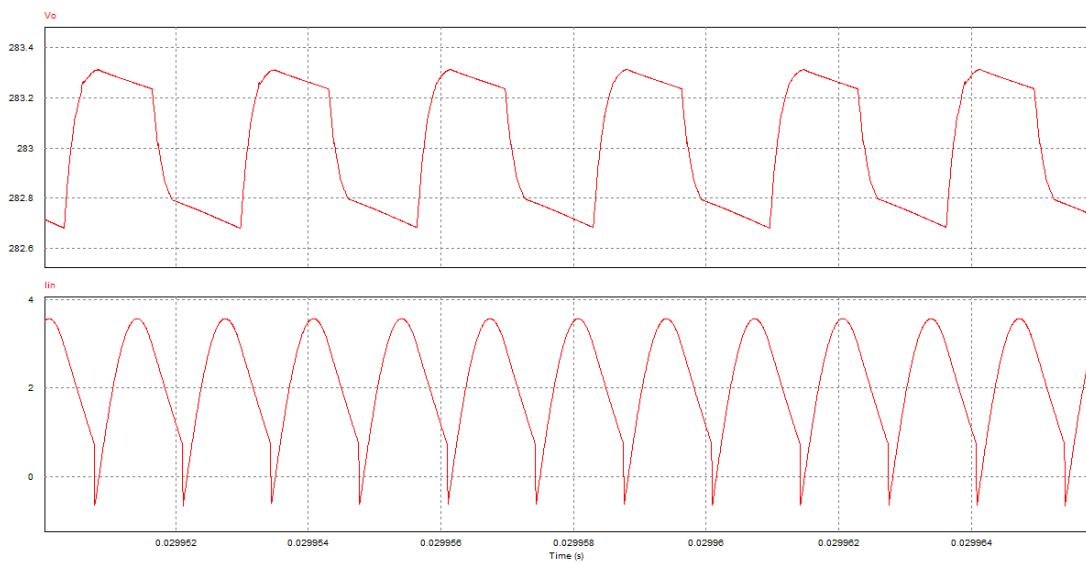


Figura 6-4. V_o e I_{in} prototipo teórico

Si se varía el ciclo de trabajo debería encontrarse que la tensión de salida así como la corriente consumida varía. Para probarlo se va a hacer una simulación con un ciclo de trabajo de aproximadamente el 60% sobre el total posible (sin desfase).

El desplazamiento de fase afecta al valor de pico del primer armónico de la tensión de entrada al tanque y por tanto, afecta a la ganancia y a todas las magnitudes del análisis.

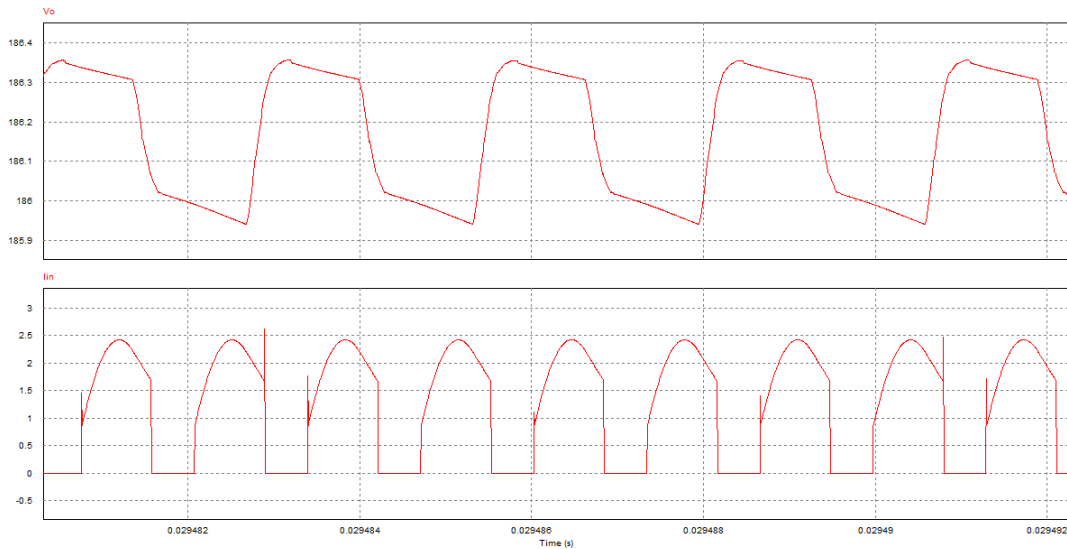


Figura 6-5. V_o e I_{in} . Prototipo teórico $D=60\%$

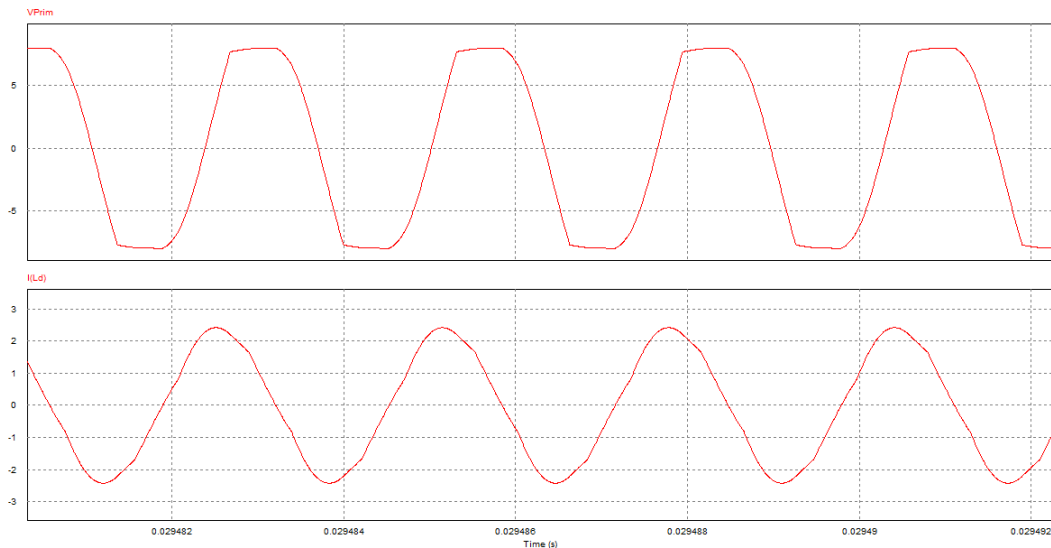


Figura 6-6. V_{prim} e I_{Ld} . Prototipo teórico $D=60\%$

Como se ve en las figuras Figura 6-5 y Figura 6-6, la modulación vía ciclo de trabajo equivalente es posible.

El siguiente paso consiste en introducir los parámetros reales de los componentes en el circuito a simular. La principal caída de tensión que se espera será la debida a las resistencias series de los condensadores.

La desviación que se producirá respecto al anterior modelo teórico se deberá a todo lo citado en los párrafos anteriores. Todas las pérdidas que reducen la tensión y los efectos reales que ralentizan las conmutaciones serán perjudiciales para el circuito.

Por último, hay que señalar que la inclusión de la inductancia de magnetización en el circuito, requiere la presencia de un condensador de bloqueo que elimine la componente continua de la corriente en el primario. En caso de eliminarse este condensador, el transformador podría saturarse y no funcionar correctamente. Una alternativa a este componente

es el control por corriente de pico, que permite controlar el valor de pico de la corriente y evitar así este problema. De esta forma se elimina un condensador con una resistencia serie que al estar situado en el circuito primario, donde la corriente es relativamente elevada, es responsable de una importante reducción de tensión en la carga.

Al introducir los parámetros reales se obtienen los siguientes resultados (Figura 6-7 y Figura 6-8):

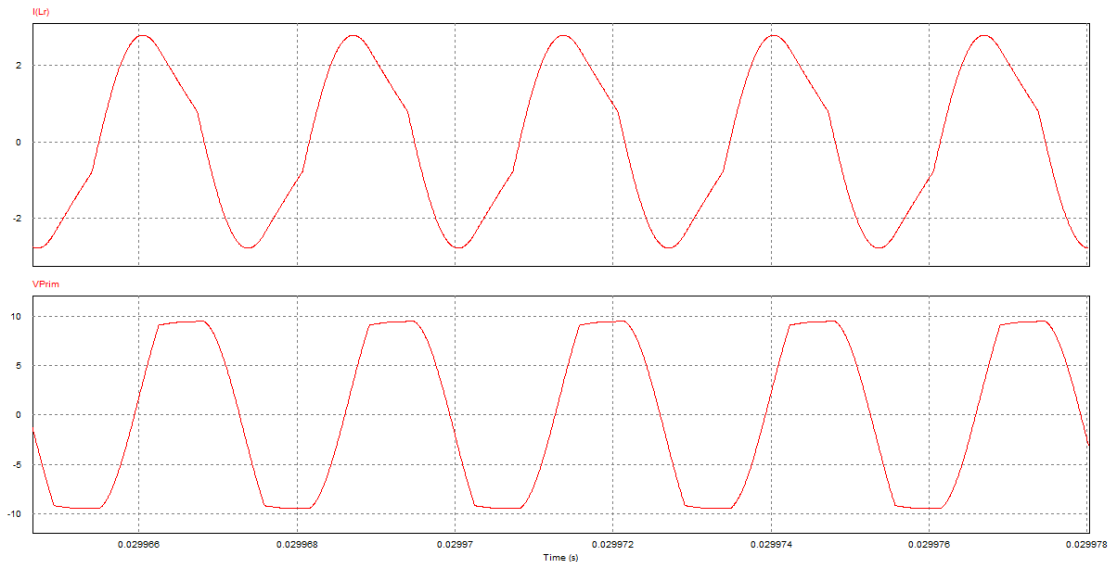


Figura 6-7. i_{Ld} y V_{prim} prototipo real

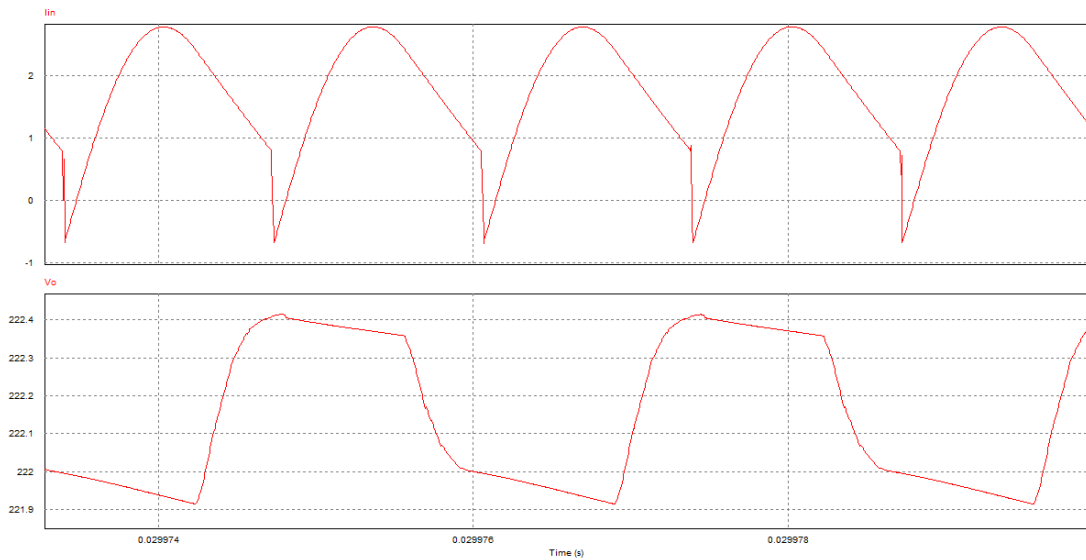


Figura 6-8. i_{in} y V_o prototipo real

Puede verse como el voltaje ha disminuido. Lo que contribuye a esto más severamente es la resistencia serie del condensador adicional. La consecuencia es que una buena parte de la corriente circula por él, en lugar de por el multiplicador, haciendo que la tensión en el primario baje, y por tanto la de entrada al multiplicador.

El factor de potencia resulta ser 0,416. Esto supone un incremento considerable, lo que significa que el factor de calidad se ha reducido. Esto va en consonancia con el hecho de que la tensión en el primario haya decaído, al igual que la corriente. Si el factor de calidad ha cambiado, se debe a que o bien la resistencia equivalente o bien la impedancia característica o ambas han debido variar. La resistencia equivalente no debería haber cambiado ya que los componentes no han variado. La impedancia característica no debería haber sufrido variación alguna, ya que la capacidad equivalente del multiplicador sólo depende del número de etapas, frecuencia y carga. No obstante, la introducción de las resistencias y capacidades parásitas, modifican ligeramente la topología y lo más importante, la frecuencia de resonancia. En particular, el condensador que se añade en el secundario, la modifica considerablemente, afectando a la frecuencia de resonancia. Al mantener la misma frecuencia, y variar la natural de resonancia, las particularizaciones hechas en las expresiones, en el caso de operación a la frecuencia de resonancia, pierden exactitud. Cambia el ratio entre la frecuencia de operación y la de resonancia.

En caso de que, a la vista de los resultados, se quiera corregir el diseño para tener una tensión más elevada y acercarse a las condiciones deseadas, se puede aumentar la resistencia de carga. Con esto se disminuye el factor potencia y se aumenta el de calidad, con lo que la tensión aumentará. Otra alternativa consiste en modificar la frecuencia de operación.

En cualquier caso, puesto que el objetivo de la construcción del prototipo es la validación del modelo, alcanzar unos valores u otros no es relevante. Lo importante es comparar y medir la desviación entre lo simulado y lo construido.

6.3. RESULTADOS EXPERIMENTALES

En este apartado se documentará gráficamente los resultados obtenidos con el prototipo.

Todas las gráficas representadas que estén en el primario, contienen una señal adicional, no parte de la medida que se quiere hacer, como referencia. Esta referencia está en el canal uno del osciloscopio y corresponde a la señal base del generador de funciones. Todas las medidas se han hecho con desplazamiento de fase nulo, es decir, con máximo ciclo de trabajo equivalente. Debe coincidir en forma y fase con la que dispara a los transistores 1 y 4.

❖ Señales en drivers

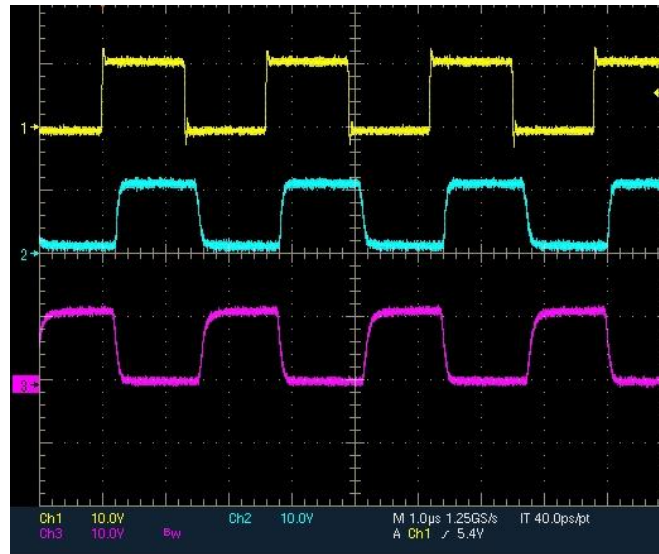


Figura 6-9. v_{ref_ctrl} , v_{GS1} y v_{GS3}

Estas son las señales que el driver que se conecta al transistor 1 y 3 genera entre la puerta y la fuente (Figura 6-9). El canal uno es la señal de referencia (V_{ref_ctrl}). El canal dos es el del interruptor 1 y el tres el del interruptor 3 (Figura 6-10). Las equivalente para el segundo driver que dispara al transistor 2 y 4 son análogas. El canal dos muestra la señal de puerta-fuente en el transistor 2 y el 3 en el 4.

Puede verse como entre la señal de referencia y la señal del canal uno existe un retardo no intencionado.

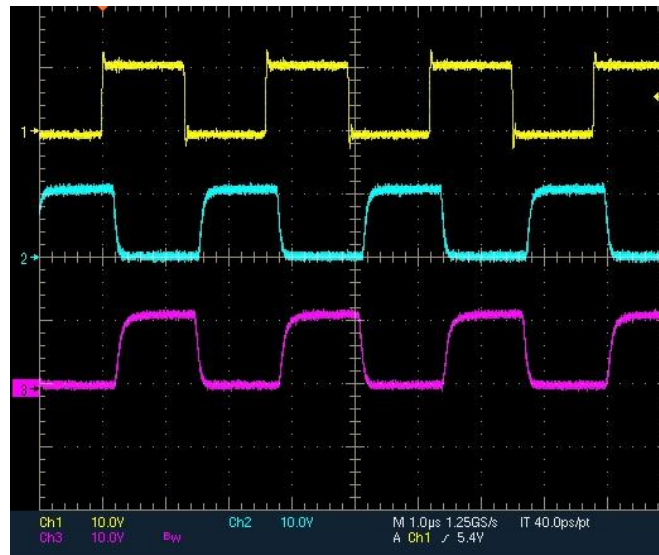


Figura 6-10. v_{ref_ctrl} , v_{GS2} y v_{GS4}

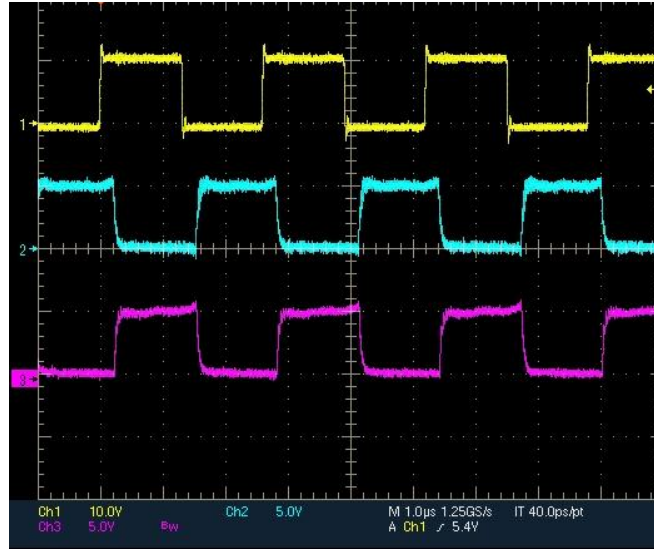


Figura 6-11. V_{ref_ctrl} , V_{DS1} y V_{DS3}

La figura anterior (Figura 6-11) y la siguiente (Figura 6-12) representan la tensión drenador-fuente de ambos transistores. Se mantiene el mismo orden que en el caso anterior con la tensión puerta-fuente. En el canal dos se representa primero el transistor 1 y luego el 2 y en el canal tres, el transistor 3 y luego el 4.

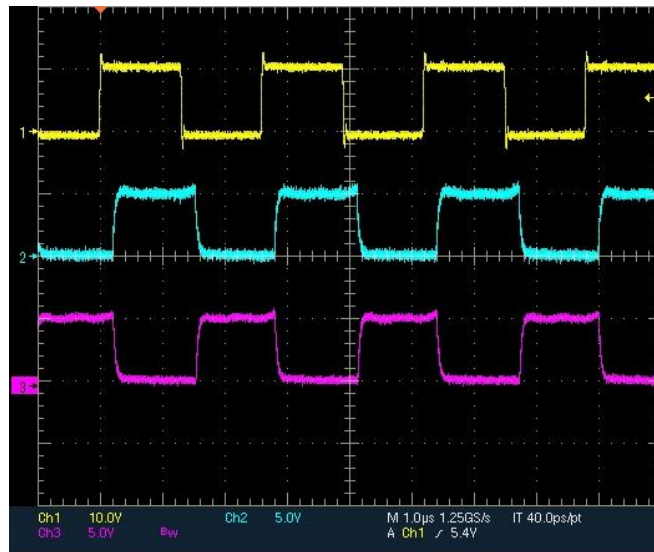


Figura 6-12. V_{ref_ctrl} , V_{DS2} y V_{DS4}

❖ Ondas en tanque resonante

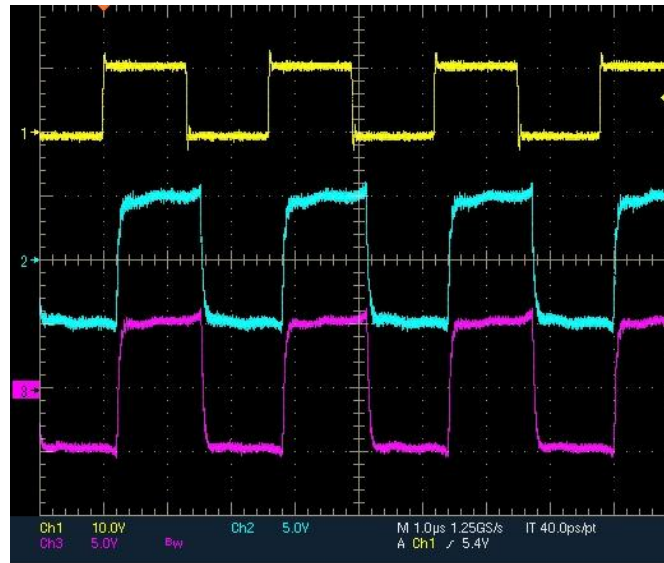


Figura 6-13. V_{ref_ctrl} , V_{prim} y $V_{inpuente}$

La diferencia entre las dos ondas representadas en Figura 6-13 se debe al condensador de bloqueo que elimina la componente continua en el tanque resonante.

A continuación se muestra la onda de tensión entre primario y secundario. En ella se aprecia claramente el efecto de los elementos parásitos del transformador, en concreto, de la inductancia de dispersión. En la Figura 6-14 se ve en el secundario el efecto de la resonancia, convirtiendo la onda cuadrada del primario en algo más parecido a una senoide.

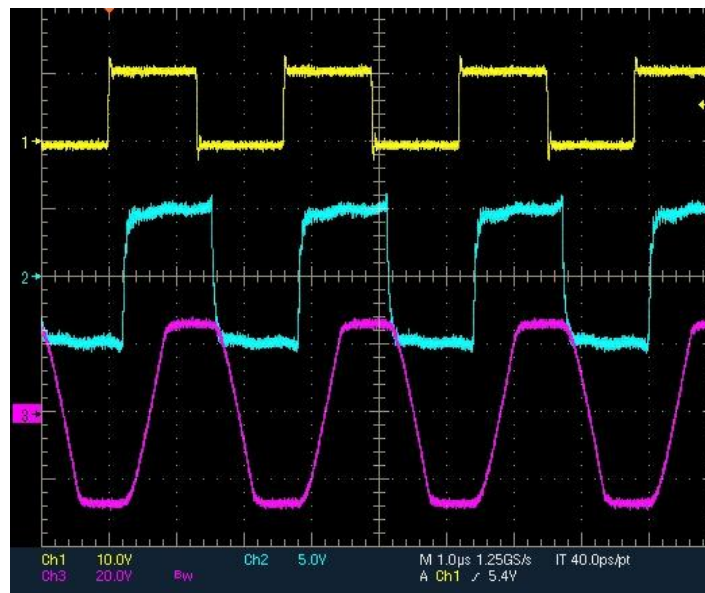


Figura 6-14. V_{prim} y V_{sec}

Además, al mantener la señal de referencia, se puede apreciar el desfase que introduce el tanque y que es responsable del factor de potencia total (Figura 6-14). Esto se mostrará en

más detalle en la siguiente imagen (Figura 6-15). En ella se muestra la corriente por el tanque y la tensión en el primario. Con estas dos curvas se calculó el factor de potencia

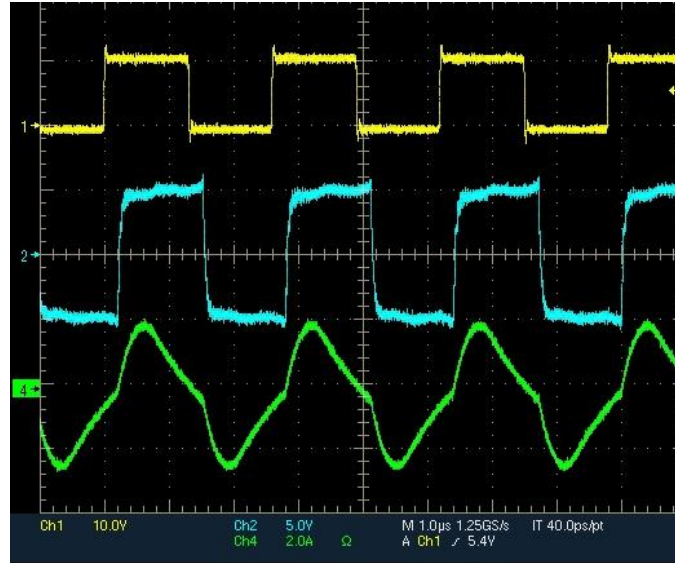


Figura 6-15. V_{prim} e i_{Ld}

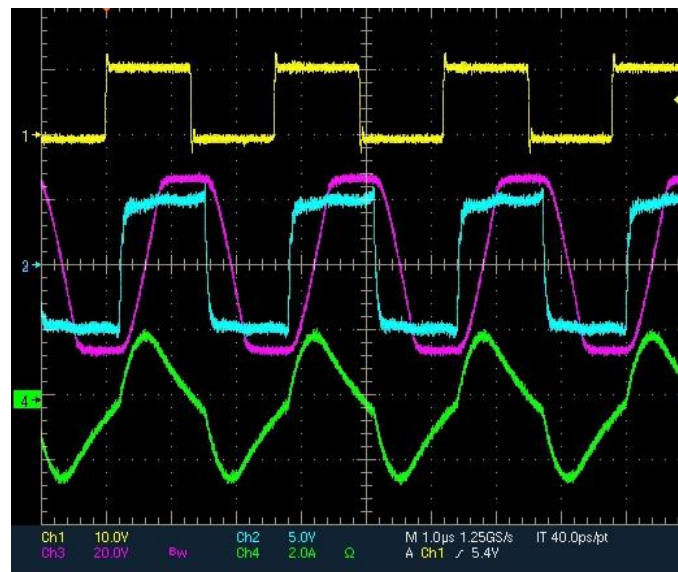


Figura 6-16. V_{prim} , V_{sec} e i_{Ld}

En esta última imagen (Figura 6-16) se pueden ver las tensiones en ambos devanados del transformador y la corriente del tanque. Con ellos se detecta cómo contribuye al desfase cada elemento.

Las formas de onda están claramente distorsionadas. Esto afecta mucho a la exactitud de los cálculos, todos bajo la aproximación del primer armónico.

❖ Ondas en multiplicador

En las dos figuras inferiores, Figura 6-17 y Figura 6-18, se muestran las tensiones en la etapa rectificadora, en distintos puntos, correspondiendo a distinto número de etapa.

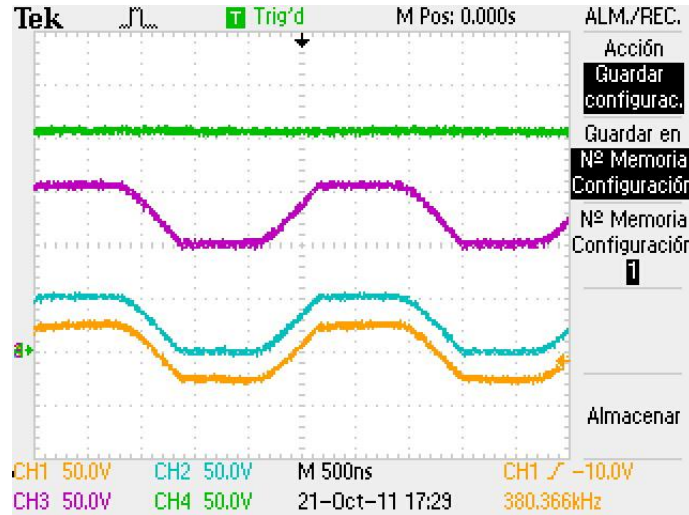


Figura 6-17. V_{sec} , V_{c1} , V_{c5} y V_o

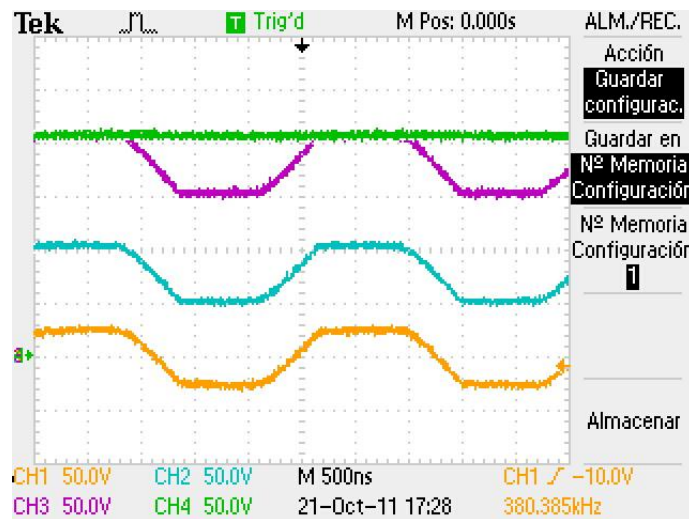


Figura 6-18. V_{sec} , V_{c3} , V_{c7} y V_o

Como puede verse tras los resultados simulados y los experimentales, no existe una gran diferencia entre ellos. La principal diferencia se debe a la distorsión de las formas de onda y a las pérdidas en las resistencias del condensador de bloqueo y el adicional.

Cabe destacar que las resistencias del transformador no han sido medidas, si no que se estimó el caso más desfavorable según las hojas de características. Por ello, es probable que parte de la potencia disipada por el sistema tenga su origen ahí.

Una simple estimación de potencias dejaría los siguientes resultados:

$$P_{in} = V_e \bar{i}_{in} = 5 \cdot 1,17 = 5,85W$$

Ecuación 214

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_l} = 3,7W$$

Ecuación 215

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} = 63\%$$

Ecuación 216

Este resultado, junto con el calentamiento que sufría durante la experimentación el transformador, hace pensar que no es el componente más adecuado. Además, otra parte considerable puede haberse cedido en la resistencia serie del condensador de bloqueo, que según las hojas de catálogo debe ser aproximadamente $0,5\Omega$.

7. CONCLUSIONES, APORTACIONES Y TRABAJOS FUTUROS

En este capítulo se expondrán las conclusiones a las que se ha llegado tras el presente proyecto y se plantearán líneas de investigación y mejoras futuras.

7.1. CONCLUSIONES

Antes de exponer las conclusiones de la solución técnica adoptada es interesante señalar los requerimientos generales del sector para este tipo de convertidores.

A lo largo del documento se ha indicado a los requisitos básicos y directivas de diseño que aplican a este tipo de sistema. A modo de resumen se pueden citar las siguientes:

- ❖ Limitación en tamaño y peso
- ❖ Alta ganancia
- ❖ Evitar interferencias electromagnéticas
- ❖ Baja potencia

Para el diseño de un convertidor conmutado que cumpla con las especificaciones marcadas, se han analizado varias topologías de potencia de naturaleza elevadora. La solución completa se ha dividido en cuatro bloques:

- ❖ Puente de interruptores
- ❖ Tanque resonante
- ❖ Transformador
- ❖ Etapa rectificadora

Cada uno de estos bloques se ha analizado de forma independiente a lo largo del documento. De los requisitos especificados, no todos han impactado de igual forma o con igual importancia en cada bloque. Por eso, en el análisis de cada bloque se relacionará cuál ha sido su relevancia respecto a las especificaciones.

7.1.1. Puente de interruptores

Una parte importante de un convertidor conmutado es el bloque de interruptores. En función de las características del convertidor se deberán seleccionar tanto el tipo de semiconductor como la topología del bloque.

En esta aplicación, que se caracteriza, entre otras, por la baja potencia, no es motivo de exclusión en la selección del tipo de interruptor, los semiconductores para bajas potencias, como los transistores MOSFET. En concreto, se han considerado dos tipos de interruptor: MOSFET e IGBT.

Los primeros son aptos para potencias no muy elevadas. Los segundos tienen capacidad para manejar mayores potencias.

La característica que decanta la elección es la frecuencia de funcionamiento y el tamaño del componente. Uno de los más fundamentales requisitos es la baja masa y tamaño. Los elementos que mayor efecto causan en esta magnitud son los componentes magnéticos. Cuanto mayor sea la frecuencia de funcionamiento, menor tamaño y peso tendrán (el tamaño del núcleo magnético es inversamente proporcional a la frecuencia). Esto orienta la solución hacia convertidores con frecuencias de conmutación elevadas. Los interruptores tipo IGBT no están capacitados para funcionar a frecuencias superiores 30kHz. He aquí la razón por la que se descartan estos interruptores, eligiéndose los semiconductores tipo MOSFET. Además, los IGBT son más grandes que los MOSFET, hecho que tampoco favorece su selección.

Esta decisión condiciona el uso de técnicas de conmutación suave adquirida. El objetivo de esta técnica consiste en eliminar las pérdidas que se producen en conmutación. Intrínsecamente se consigue este comportamiento en convertidores resonantes cuando se opera un determinado tipo de convertidor a un determinado ratio de frecuencia respecto a la de resonancia. Es decir, no es necesario introducir ningún componente adicional para este fin.

Los transistores MOSFET contienen intrínsecamente un diodo lento, con una capacidad efectiva considerable, que es responsable de la energía que se almacena y debe evacuarse en la conmutación. Si se consiguen condiciones de ZVS, se dará tiempo suficiente al condensador para que reduzca su corriente hasta cero de forma natural, sin que se corte su tendencia. Así se consigue reducir los problemas de interferencia electromagnética.

Por último, en cuanto a este bloque cabe plantearse la topología en sí del bloque. Las opciones barajadas son el puente completo, medio puente o *push-pull*. La última opción se descarta dada la necesidad de un transformador con múltiples devanados que incrementaría la masa del convertidor. Las dos variantes restantes podrían ser válidas. La opción elegida es el puente completo porque no requiere de componentes reactivos adicionales que puedan reducir la eficiencia.

Por lo tanto, este bloque se caracteriza por ser un puente completo de transistores MOSFET y que funciona en condiciones de ZVS.

7.1.2. Tanque resonante

Con el objetivo de reducir masa y tamaño, se intenta integrar los elementos parásitos del transformador en esta etapa. Al introducir éste una inductancia de dispersión y un condensador parásito, se produce una oscilación en la señal que se puede aproximar a una senoide. De esta forma, si la frecuencia a la que se opera el circuito es cercana a la de resonancia de los elementos del transformador se producirá un fenómeno de resonancia.

Esta opción, aunque es realmente interesante, dificulta el diseño, debido a que el funcionamiento final dependerá del transformador seleccionado y no sólo del modelo, sino del componente en sí. Trabajando en resonancia, una pequeña diferencia en un componente puede suponer una gran diferencia de resultado.

Además, la resonancia permite elevar la ganancia en ciertos supuestos. Esto es muy beneficioso en este proyecto, ya que la ganancia requerida es muy elevada.

Por otro lado, de las posibles topologías de resonancia consideradas con una bobina y un condensador, la que se implemente finalmente será cuestión del modelo del transformador. Hay que recordar que no son elementos externos que se añaden para provocar una resonancia u otra, sino los elementos parásitos del transformador. Por ello, la topología adquirida es la paralela, que es la que encaja con la disposición de los elementos del transformador.

El factor de calidad de dicho tanque influye en la ganancia del mismo, así como en otras muchas magnitudes analizadas. En este caso, cuanto mayor sea este factor, mayor será la ganancia. Sin embargo, al elevar este término el filtro se hace cada vez más selectivo, de modo que sólo una mínima parte de la energía que circula llega a la salida. Esto supone una gran cantidad de energía reactiva en el circuito. Por ello, solución a la que se llega es limitar este factor y elevar la ganancia de otra forma.

7.1.3. Transformador

Entre la etapa inversora y la rectificadora se coloca un transformador elevador, que contribuya a subir la tensión. Este elemento es el que más penaliza en el peso del convertidor. Por ello, como se ha justificado anteriormente, lograr la integración magnética es un éxito de diseño.

En un principio se podría pensar en usar un transformador sin limitación de relación de vueltas, es decir, aumentar tanto la relación de transformación como sea necesario. Esto es totalmente inviable. Primeramente, elevar esta relación supone que la capacidad parásita del devanado quede demasiado grande al reflejarse en el primario, reduciendo la frecuencia de resonancia. Esto implicaría que el tamaño del transformador, y su peso, aumentaría, lo que no es adecuado. Otro inconveniente de elevar esta relación es el empeoramiento de acoplamiento magnético, que haría que la inductancia de dispersión también aumente, bajando también la frecuencia de resonancia. Es decir, no es adecuado obtener la ganancia requerida a base de aumentar esta relación de transformación.

En el estado de la técnica y en el posterior análisis, se consideró el uso de transformadores con múltiples devanados. Esta solución peca del mismo problema: el peso. Por ello se descartó.

De cara a la selección de este componente, es vital elegir un transformador adaptado al rango de frecuencia de funcionamiento y que tenga una elevada inductancia de magnetización, además de pequeña inductancia de dispersión y capacidad parásita. En el prototipo implementado la relación de transformación es baja pero, en el diseño general, la relación es de 200. Esto quiere decir que es crucial que tanto la inductancia de dispersión como la capacidad del devanado sean pequeñas, ya que en caso contrario, la frecuencia de resonancia será demasiado baja.

7.1.4. Etapa rectificadora

En esta etapa se consideró como punto de partida un sencillo rectificador de onda completa con filtro capacitivo. En la investigación hecha se planteó una solución atractiva como alternativa a este circuito: el multiplicador de tensión.

Este circuito es adecuado y sobretodo apto para la solución debido a la baja potencia del convertidor. Este sistema sólo presenta una buena actuación cuando la corriente demandada por la carga es baja. Puesto que en este caso se tiene una potencia baja, este circuito será capaz de comportarse de forma correcta.

A modo de resumen, las conclusiones generales extraídas son:

- ❖ Los propulsores que hoy día montan los microsátélites precisan de una elevada tensión que debe alcanzarse a partir de baja tensión obtenida con paneles solares.
- ❖ Dado el pequeño tamaño y ligereza del satélite, la potencia que podrá extraerse de los paneles fotovoltaicos será baja.
- ❖ Al ser la potencia disponible baja, la masa del satélite también deberá serla.
- ❖ Para reducir la masa del convertidor se busca la integración magnética, de forma que los componentes parásitos del transformador se usen como elementos resonantes en el tanque inversor.
- ❖ La frecuencia de funcionamiento debe ser lo más alta posible, sin alcanzar en rango en que se producen las comunicaciones de los satélites, para reducir masa y tamaño del transformador.
- ❖ Las técnicas de conmutación suave permiten eliminar las pérdidas en conmutación y se pueden alcanzar a veces sin necesidad de elementos externos.
- ❖ Para reducir las interferencias electromagnéticas se elige un control basado en ciclo de trabajo y no en frecuencia.
- ❖ Cuanto mayor es la selectividad del filtro del tanque resonante mayor ganancia se tiene pero menor factor de potencia.
- ❖ El uso de múltiples transformadores o devanados múltiples no está justificado para elevar la ganancia en esta aplicación, ya que repercute gravemente en el peso.
- ❖ Los multiplicadores de tensión tienen un buen comportamiento que permiten elevar la tensión siempre que la potencia del circuito sea baja. En caso de que se demanden mayores corrientes, el circuito se muestra incapaz de obtener la tensión que en caso ideal debería dar.
- ❖ Los convertidores resonantes de naturaleza elevadora que incorporan técnicas de conmutación suave y que persiguen la máxima densidad energética son un valor seguro para el futuro, no sólo en este sector.

7.2. APORTACIONES

- ❖ La primera y principal aportación de este proyecto es la selección de un convertidor CC-CC de muy alta ganancia. En este campo, el trabajo realizado se ha centrado en la investigación de diversas topologías de potencia para alcanzar los requisitos. La ganancia se ha podido conseguir a través de tres elementos: tanque resonante, transformador y multiplicador de tensión.
- ❖ Se han obtenido las relaciones funcionales que rigen el comportamiento del convertidor y se han estudiado dichas funciones.
- ❖ A partir del estudio de las relaciones funcionales se ha creado un protocolo de diseño, que marca una secuencia para obtener una solución acorde a las especificaciones.
- ❖ Se han llevado a cabo simulaciones para validar el modelo analítico y para comparar distintas topologías, y se ha implementado un prototipo.

7.3. TRABAJOS FUTUROS

En este apartado se apunta a posibles mejoras en el diseño del convertidor y se plantean nuevas líneas de investigación relacionadas.

El futuro del sector pasa por reducir aún más el tamaño y peso de las sondas espaciales. Ya existen nanosatélites y los famosos *CubeSat* con una masa del orden de 1kg. Una de las mejoras que se pueden citar de forma inmediata es la reducción, aún más de la masa. Esto pasa por una correcta selección del transformador.

Otra exigencia del sector es la relativa a la potencia. El objetivo es optimizar los paneles fotovoltaicos para obtener una mejor conversión de energía en ellos y disponer de mayor potencia con el mismo tamaño de paneles.

Actualmente están en fase de investigación nuevos propulsores que hacen uso de energía nuclear combinada con solar. Estos propulsores impondrán nuevos requisitos de tensión.

Como posible trabajo futuros, se podrían citar:

- ❖ Realimentación del sistema: Se han llevado a cabo algunas simulaciones con el sistema en bucle cerrado, aunque no se ha implementado en el prototipo. El sistema de control fue obtenido con el módulo SmartCtrl de PSIM. Simplemente se comprobó la modulación del circuito. Como mejora, se podría diseñar de forma más exhaustiva el regulador e incluso, revalorar la opción de control y modulación hecha aquí.
- ❖ Topología de potencia: Se podrían analizar nuevas variantes de resonancia incluyendo algún elemento reactivo adicional que no penalice extremadamente el peso total.
- ❖ Rendimiento: En los resultados experimentales se muestra que el rendimiento alcanzado no es demasiado alto. En el caso del prototipo, la mayor fuente de pérdidas fue el transformador.

- ❖ Control basado en corriente de pico: El condensador de bloqueo introducido en el prototipo para evitar la saturación del núcleo del transformador supone una importante fuente de pérdidas ya que su resistencia serie, aun siendo pequeña, al estar sometido a una corriente relativamente alta disipa bastante energía. Este componente puede eliminarse usando un control basado en la medida del valor de pico de la corriente que llega al primario. Midiendo las amplitudes se puede obtener el valor medio de la señal y corregirlo en caso de que sea necesario.
- ❖ Integración magnética: En el prototipo construido, para mantener la misma frecuencia que la propia del diseño general, fue necesario añadir un condensador que modelara una capacidad equivalente a la presente en un transformador de la relación de transformación del diseño general. Este condensador también presenta una resistencia serie responsable de una importante caída de tensión y disipación de energía. Si se evita su presencia se tendrá un importante aumento del rendimiento.
- ❖ Aumentar la exactitud: En este documento se han hecho múltiples aproximaciones que en ciertas condiciones pueden funcionar, pero que a veces introducen una incertidumbre en los cálculos que puede no ser admisible. Una posible mejora pasa por realizar los cálculos con las expresiones reales y no aproximadas e incluir en las expresiones todas las pérdidas que tienen lugar.

ANEXO A. PRESUPUESTO

En el estudio económico que se presenta a continuación se resumen los costes del diseño y realización del proyecto. En él se incluyen los costes de material y personal.

❖ COSTE DE MATERIAL

COMPONENTE	DESCRIPCION	UNIDADES	PRECIO UNITARIO (€)	PRECIO TOTAL(€)
BAT46WJ	Diodo	8	0,33	2,64
FDS6982	Circuito integrado 2 MOSFET	2	1,11	2,22
HMK316B7105KL	Condensador 1uF	8	0,26	2,08
IR2110	Driver	2	4,62	9,24
04025C472KAT2A	Condensador 4,7uF	1	0,11	0,11
06035G103ZAT2A	Condensador 10nF	1	0,11	0,11
COILCRAFTHA4060AL	Transformador	1	3,06	3,06
Resistencias	Valores varios	4	0,06	0,24
Resistencia	De potencia 11k (15w)	1	2,19	2,19
Condensadores	Valores varios	10	0,12	1,2
Diodos	Valores varios	2	0,31	0,62
PCB	Circuito impreso	1	200	200
TOTAL				223,71

Tabla Anexo A 1. Coste material

❖ **COSTES DE PERSONAL**

Para estimar los costes de personal se han tomado como referencia los costes por hora de un Ingeniero Industrial.

ACTIVIDAD	€/HORA	HORAS	PRECIO TOTAL(€)
Diseño	60	450	27000
Documentación	30	90	2700
TOTAL			29700

Tabla Anexo A 2. Coste personal

❖ **PRESUPUESTO DEL PROYECTO**

TIPO DE COSTE	COSTE
Coste de material	223,71
Coste de personal	29700,00
Subtotal	29973,71
IVA (18%)	5386,27
TOTAL	35368,98€

Tabla Anexo A 3. Coste total

ANEXO B. PCB

- Capa TOP

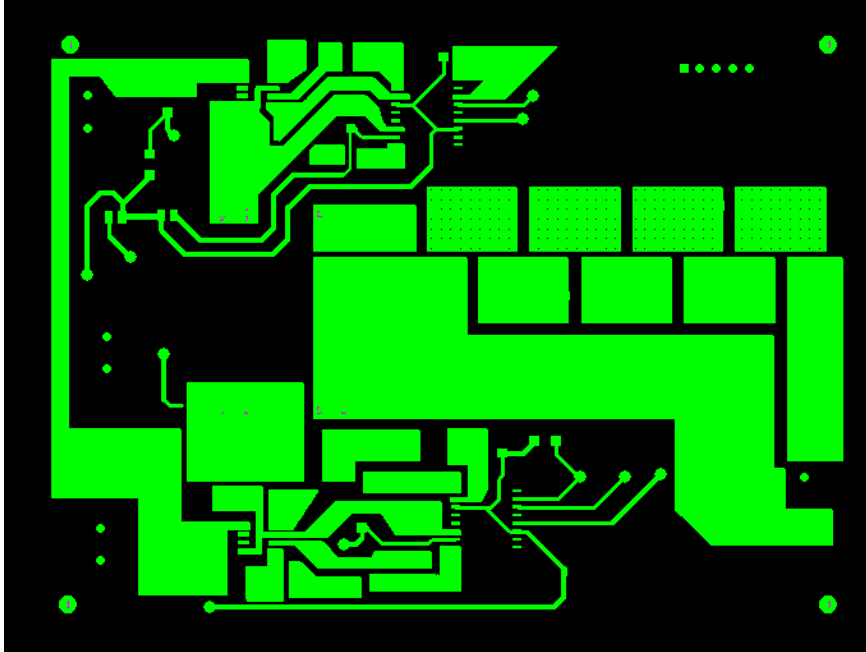


Figura Anexo B 1. Capa TOP

- Distribución de componentes

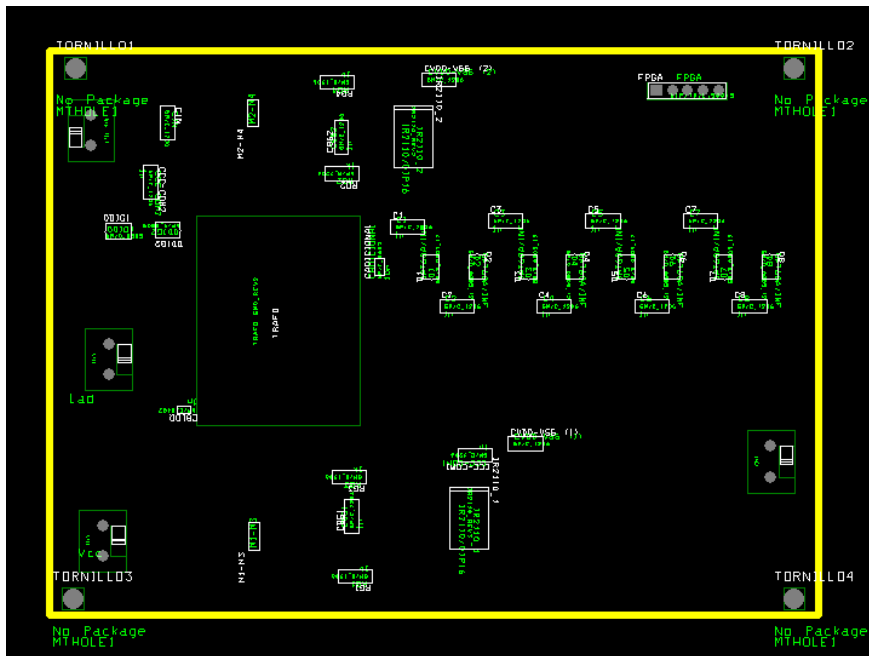


Figura Anexo B 2. Distribución de componentes

- Capa BOTTOM

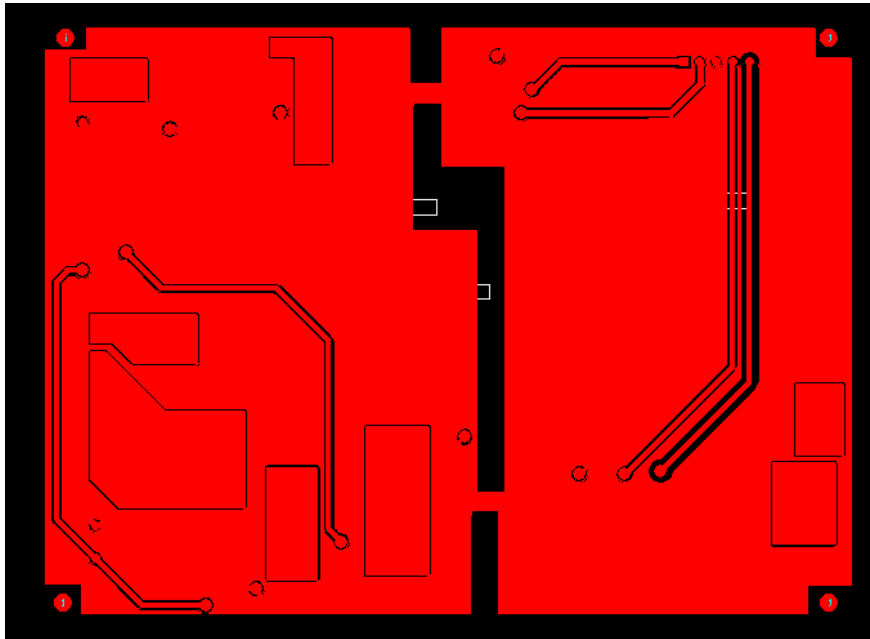


Figura Anexo B 3. Capa BOTTOM

- Resultado final de PCB



Figura Anexo B 4. Planta PCB

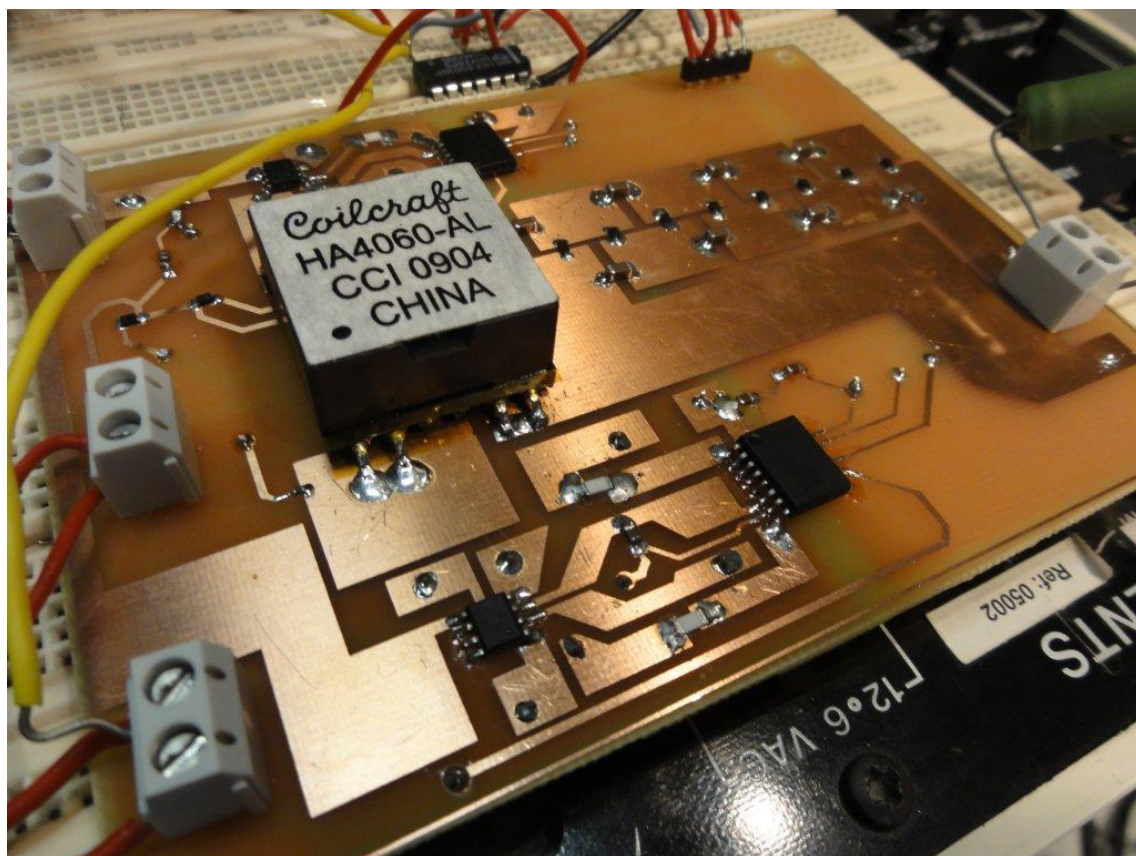


Figura Anexo B 5. Vista en perspectiva PCB

ANEXO C. DESARROLLO DE ECUACIONES DE OPTIMIZACIÓN

- **Ganancia M**

$$M(x, QI) := \frac{1}{\left[\left(1 - x^2\right)^2 + \frac{x^2}{QI^2} \right]^{\frac{1}{2}}} \quad \text{Ecuación 217}$$

$$\frac{d}{dx} M(x, QI) \rightarrow -\frac{\frac{2 \cdot x}{QI^2} + 4 \cdot x \cdot (x^2 - 1)}{2 \cdot \left[\left(x^2 - 1\right)^2 + \frac{x^2}{QI^2} \right]^{\frac{3}{2}}} \quad \text{Ecuación 218}$$

Para obtener los puntos estacionarios se resuelve la Ecuación 219 y se obtienen tres soluciones, de las que una es negativa, otra nula y otra positiva (Ecuación 220). La única que físicamente tiene sentido es la positiva.

$$\frac{d}{dx} M(x, QI) = 0 \quad \text{Ecuación 219}$$

$$\text{Find}(x) \rightarrow \left(\frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2 \cdot QI^2 - 1}}{2 \cdot QI} \quad -\frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2 \cdot QI^2 - 1}}{2 \cdot QI} \quad 0 \right) \quad \text{Ecuación 220}$$

Para determinar si dicho punto es un extremo y de qué tipo se calcula la segunda derivada:

$$\frac{d^2}{dx^2} M(x, QI) \rightarrow \frac{3 \cdot \left[\frac{2 \cdot x}{QI^2} + 4 \cdot x \cdot (x^2 - 1) \right]^2}{4 \cdot \left[\left(x^2 - 1\right)^2 + \frac{x^2}{QI^2} \right]^{\frac{5}{2}}} - \frac{\frac{2}{QI^2} + 12x^2 - 4}{2 \cdot \left[\left(x^2 - 1\right)^2 + \frac{x^2}{QI^2} \right]^{\frac{3}{2}}} \quad \text{Ecuación 221}$$

Si se simplifica la Ecuación 221 y se la renombra como g1, resulta:

$$g1(x, Ql) := \frac{6 \cdot Ql^4 \cdot x^6 - 10 \cdot Ql^4 \cdot x^4 + 2 \cdot Ql^4 \cdot x^2 + 2 \cdot Ql^4 + 5 \cdot Ql^2 \cdot x^4 - 8 \cdot Ql^2 \cdot x^2 - Ql^2 + 2 \cdot x^2}{Ql^4 \cdot \left(x^4 - 2 \cdot x^2 + \frac{x^2}{Ql^2} + 1 \right)^{\frac{5}{2}}}$$

Ecuación 222

Sustituyendo en Ecuación 223 por el punto estacionario y operando se tiene:

$$g1\left[\left(\frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2 \cdot Ql^2 - 1}}{2 \cdot Ql}\right), Ql\right] = \left[\frac{16(8 \cdot Ql^4 - 6 \cdot Ql^2 + 1)}{Ql^6 \cdot \left(\frac{4 \cdot Ql^2 - 1}{Ql^4}\right)^{\frac{5}{2}}} \right]$$

Ecuación 223

Considerando sólo factores de calidad superiores a la unidad para que la ganancia sea mayor que uno, se comprueba que siempre está definido el denominador. El signo de la evaluación de la segunda derivada coincidirá con el del numerador. La ecuación bicuadrática del numerador tiene como raíces factores de calidad menores que la unidad. Por ello, al ser el factor de calidad mayor que uno, dicho polinomio será positivo y por tanto, el resultado será negativo. Así resulta ser un máximo.

- **Resistencia equivalente en función de componentes**

$$re(N, Ld, Ct, Rl, n, C) := \frac{Rl}{8N^2 \cdot n^2} \cdot \left(1 + \frac{4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{Ld \cdot Ct}}{3Rl \cdot C} \right)^2$$

Ecuación 224

Número de etapas multiplicadoras

$$\frac{d}{dN} re(N, Ld, Ct, Rl, n, C) \rightarrow \frac{\pi \cdot \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{3 \cdot C \cdot Rl} + 1 \right) \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{C \cdot n^2} - \frac{Rl \cdot \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{3 \cdot C \cdot Rl} + 1 \right)^2}{4 \cdot N^3 \cdot n^2}$$

Ecuación 225

$$\frac{d}{dN} \text{re}(N, Ld, Ct, Rl, n, C) = 0 \text{ resolver , } N \rightarrow \left[\begin{array}{c} \left(\frac{3 \cdot C \cdot Rl \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{8 \cdot \pi \cdot Ct \cdot Ld} \right)^{\frac{1}{3}} \\ \left(-\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \sqrt{3} \cdot i \right) \cdot \left(\frac{3 \cdot C \cdot Rl \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{8 \cdot \pi \cdot Ct \cdot Ld} \right)^{\frac{1}{3}} \\ -\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \sqrt{3} \cdot i \right) \cdot \left(\frac{3 \cdot C \cdot Rl \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{8 \cdot \pi \cdot Ct \cdot Ld} \right)^{\frac{1}{3}} \\ \left(-\frac{3 \cdot C \cdot Rl \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{4 \cdot \pi \cdot Ct \cdot Ld} \right)^{\frac{1}{3}} \\ \left(-\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \sqrt{3} \cdot i \right) \cdot \left(-\frac{3 \cdot C \cdot Rl \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{4 \cdot \pi \cdot Ct \cdot Ld} \right)^{\frac{1}{3}} \\ -\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \sqrt{3} \cdot i \right) \cdot \left(-\frac{3 \cdot C \cdot Rl \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{4 \cdot \pi \cdot Ct \cdot Ld} \right)^{\frac{1}{3}} \end{array} \right] \quad \text{Ecuación 226}$$

Sólo tiene sentido considerar la solución primera, por ser real y positiva.

$$\frac{d^2}{dN^2} \text{re}(N, Ld, Ct, Rl, n, C) \text{ reemplazar, } N = \left(\frac{3 \cdot C \cdot Rl \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{8 \cdot \pi \cdot Ct \cdot Ld} \right)^{\frac{1}{3}} \rightarrow \frac{2 \cdot 3^{\frac{2}{3}} \cdot \pi^{\frac{4}{3}} \cdot Ct \cdot Ld \cdot \left(\frac{C \cdot Rl \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{Ct \cdot Ld} \right)^{\frac{2}{3}}}{C^2 \cdot Rl \cdot n^2}$$

Ecuación 227

Inductancia de dispersión

$$\frac{d}{dLd} \text{re}(N, Ld, Ct, Rl, n, C) \rightarrow \frac{\pi \cdot Ct \cdot N \cdot \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{3 \cdot C \cdot Rl} + 1 \right)}{6 \cdot C \cdot n^2 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}} \quad \text{Ecuación 228}$$

Capacidad equivalente en el primario

$$\frac{d}{dC_t} re(N, L_d, C_t, R_l, n, C) \rightarrow \frac{\pi \cdot L_d \cdot N \cdot \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{3 \cdot C \cdot R_l} + 1 \right)}{6 \cdot C \cdot n^2 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}} \quad \text{Ecuación 229}$$

Resistencia de carga

$$\frac{d}{dR_l} re(N, L_d, C_t, R_l, n, C) \rightarrow \frac{\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{3 \cdot C \cdot R_l} + 1 \right)^2}{8 \cdot N^2 \cdot n^2} - \frac{\pi \cdot N \cdot \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{3 \cdot C \cdot R_l} + 1 \right) \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{3 \cdot C \cdot R_l \cdot n^2} \quad \text{Ecuación 230}$$

$$\frac{d}{dR_l} re(N, L_d, C_t, R_l, n, C) = 0 \text{ resolver } R_l \rightarrow \left(\begin{array}{c} \frac{4 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_t} \cdot \sqrt{L_d} \cdot N^3}{3 \cdot C} \\ \frac{4 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_t} \cdot \sqrt{L_d} \cdot N^3}{3 \cdot C} \end{array} \right) \quad \begin{array}{l} \text{Ecuación 230} \\ \text{Ecuación 231} \end{array}$$

$$\frac{d^2}{dR_l^2} re(N, L_d, C_t, R_l, n, C) \text{ reemplazar } R_l = \frac{4 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_t} \cdot \sqrt{L_d} \cdot N^3}{3 \cdot C} \rightarrow \frac{3 \cdot C}{16 \pi \cdot \sqrt{C_t} \cdot \sqrt{L_d} \cdot N^5 \cdot n^2} \quad \text{Ecuación 232}$$

Relación de transformación

$$\frac{d}{dn} re(N, L_d, C_t, R_l, n, C) \rightarrow - \frac{R_l \cdot \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{3 \cdot C \cdot R_l} + 1 \right)^2}{4 \cdot N^2 \cdot n^3} \quad \text{Ecuación 233}$$

Capacidad del multiplicador

$$\frac{d}{dC} re(N, L_d, C_t, R_l, n, C) \rightarrow - \frac{\pi \cdot N \cdot \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{3 \cdot C \cdot R_l} + 1 \right) \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{3 \cdot C^2 \cdot n^2} \quad \text{Ecuación 234}$$

• **Tensión de salida en función de componentes**

Número de etapas N:

$$V_o(V_{inpuente}, N, n, R_l, L_d, C_t, C) := \frac{V_{inpuente}}{4N \cdot n} \cdot R_l \cdot \sqrt{\frac{C_t}{L_d}} \cdot \left(1 + 4 \cdot N^3 \cdot \pi \cdot \frac{\sqrt{L_d \cdot C_t}}{3 \cdot R_l \cdot C} \right) \quad \text{Ecuación 235}$$

$$\frac{d}{dN} V_o(V_{inpuente}, N, n, R_l, L_d, C_t, C) \text{ simplificar} \rightarrow \frac{V_{inpuente} \cdot (3 \cdot C \cdot R_l - 8 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}) \cdot \sqrt{\frac{C_t}{L_d}}}{12 \cdot C \cdot N^2 \cdot n} \quad \text{Ecuación 236}$$

$$\frac{d}{dN} V_o(V_{inpuente}, N, n, R_l, L_d, C_t, C) = 0 \text{ resolver } N \rightarrow \left[\begin{array}{c} \frac{\frac{1}{3^3} \cdot \frac{1}{C^3} \cdot \frac{1}{R_l^3} \cdot \left(\frac{1}{4} + \frac{1}{4} \cdot \sqrt{3} \cdot i \right)}{\frac{\frac{1}{\pi^3} \cdot \frac{1}{(C_t \cdot L_d)^6}}{\frac{\frac{1}{3^3} \cdot \frac{1}{C^3} \cdot \frac{1}{R_l^3} \cdot \left(-\frac{1}{4} + \frac{1}{4} \cdot \sqrt{3} \cdot i \right)}{\frac{\frac{1}{\pi^3} \cdot \frac{1}{(C_t \cdot L_d)^6}}{\frac{\frac{1}{3^3} \cdot \frac{1}{C^3} \cdot \frac{1}{R_l^3}}{\frac{\frac{1}{2 \cdot \pi^3} \cdot \frac{1}{(C_t \cdot L_d)^6}}}}}} \right] \quad \text{Ecuación 237}$$

De las tres soluciones se descartan las complejas.

$$\frac{d^2}{dN^2} V_o(V_{inpuente}, N, n, R_l, L_d, C_t, C) \text{ simplificar} \rightarrow \frac{V_{inpuente} \cdot (3 \cdot C \cdot R_l + 4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}) \cdot \sqrt{\frac{C_t}{L_d}}}{6 \cdot C \cdot N^3 \cdot n} \quad \text{Ecuación 238}$$

Esta función es siempre positiva por lo que no es necesario sustituir el valor de N para determinar que dicho valor es un mínimo

Resistencia de carga

$$\frac{d}{dR_l} V_o(V_{inpuente}, N, n, R_l, L_d, C_t, C) \text{ simplificar} \rightarrow \frac{V_{inpuente} \cdot \sqrt{\frac{C_t}{L_d}}}{4 \cdot N \cdot n} \quad \text{Ecuación 239}$$

Inductancia de dispersión

$$\frac{d}{dLd} V_o(V_{inpuente}, N, n, Rl, Ld, Ct, C) \text{ simplificar} \rightarrow -\frac{Rl \cdot V_{inpuente} \cdot \sqrt{\frac{Ct}{Ld}}}{8 \cdot Ld \cdot N \cdot n} \quad \text{Ecuación 240}$$

Capacidad equivalente en el primario

$$\frac{d}{dCt} V_o(V_{inpuente}, N, n, Rl, Ld, Ct, C) \text{ simplificar} \rightarrow -\frac{V_{inpuente} \cdot (3 \cdot C \cdot Rl + 8 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}) \cdot \sqrt{\frac{Ct}{Ld}}}{24 \cdot C \cdot Ct \cdot N \cdot n} \quad \text{Ecuación 241}$$

Relación de transformación

$$\frac{d}{dn} V_o(V_{inpuente}, N, n, Rl, Ld, Ct, C) \text{ simplificar} \rightarrow -\frac{V_{inpuente} \cdot (3 \cdot C \cdot Rl + 4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}) \cdot \sqrt{\frac{Ct}{Ld}}}{12 \cdot C \cdot N \cdot n^2} \quad \text{Ecuación 242}$$

Capacidad del multiplicador

$$\frac{d}{dC} V_o(V_{inpuente}, N, n, Rl, Ld, Ct, C) \text{ simplificar} \rightarrow -\frac{\pi \cdot N^2 \cdot V_{inpuente} \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld} \cdot \sqrt{\frac{Ct}{Ld}}}{3 \cdot C^2 \cdot n} \quad \text{Ecuación 243}$$

• **Tensión de salida en función de parámetros de diseño**

Número de etapas multiplicadoras

$$V_o(V_{inpuente}, N, n, Rl, f, Ql, C) := \frac{2 \cdot N \cdot Ql \cdot n \cdot V_{inpuente}}{1 + \frac{2N^3}{3 \cdot f \cdot Rl \cdot C}} \quad \text{Ecuación 244}$$

$$\frac{d}{dN} V_o(V_{inpuente}, N, n, Rl, f, Ql, C) \text{ simplificar} \rightarrow -\frac{6 \cdot C \cdot Ql \cdot Rl \cdot V_{inpuente} \cdot f \cdot n \cdot (4N^3 - 3 \cdot C \cdot Rl \cdot f)}{(2 \cdot N^3 + 3 \cdot C \cdot Rl \cdot f)^2} \quad \text{Ecuación 245}$$

$$\frac{d}{dN} Vo(Vinpuente, N, n, Rl, f, Ql, C) = 0 \text{ resolver, } N \rightarrow \left[\begin{array}{c} \frac{\frac{1}{3^3} \cdot \frac{2}{4^3} \cdot \frac{1}{C^3} \cdot \frac{1}{Rl^3} \cdot \frac{1}{f^3} \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \sqrt{3} \cdot i \right)}{4} \\ \frac{\frac{1}{3^3} \cdot \frac{2}{4^3} \cdot \frac{1}{C^3} \cdot \frac{1}{Rl^3} \cdot \frac{1}{f^3} \cdot \left(-\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \sqrt{3} \cdot i \right)}{4} \\ \frac{\frac{1}{3^3} \cdot \frac{2}{4^3} \cdot \frac{1}{C^3} \cdot \frac{1}{Rl^3} \cdot \frac{1}{f^3}}{4} \end{array} \right]$$

Ecuación 246

De las soluciones obtenidas en la expresión anterior (Ecuación 172), sólo se considera la real.

$$\frac{d^2}{dN^2} Vo(Vinpuente, N, n, Rl, f, Ql, C) \text{ simplificar} \rightarrow \frac{144 \cdot C \cdot N^2 \cdot Ql \cdot Rl \cdot Vinpuente \cdot f \cdot n \cdot (N^3 - 3 \cdot C \cdot Rl \cdot f)}{(2 \cdot N^3 + 3 \cdot C \cdot Rl \cdot f)^3}$$

Ecuación 247

$$\frac{d^2}{dN^2} Vo(Vinpuente, N, n, Rl, f, Ql, C) \text{ reemplazar, } N = \sqrt[3]{\frac{3}{4} \cdot f \cdot Rl \cdot C} \rightarrow -\frac{\frac{1}{8} \cdot \frac{1}{4^3} \cdot \frac{1}{9^3} \cdot Ql \cdot Vinpuente \cdot n \cdot (C \cdot Rl \cdot f)^{\frac{2}{3}}}{9 \cdot C \cdot Rl \cdot f}$$

Ecuación 248

Frecuencia

$$\frac{d}{df} Vo(Vinpuente, N, n, Rl, f, Ql, C) \text{ simplificar} \rightarrow \frac{12 \cdot C \cdot N^4 \cdot Ql \cdot Rl \cdot Vinpuente \cdot n}{(2 \cdot N^3 + 3 \cdot C \cdot Rl \cdot f)^2}$$

Ecuación 249

Factor de calidad

$$\frac{d}{dQl} Vo(Vinpuente, N, n, Rl, f, Ql, C) \text{ simplificar} \rightarrow \frac{6 \cdot C \cdot N \cdot Rl \cdot Vinpuente \cdot f \cdot n}{2 \cdot N^3 + 3 \cdot C \cdot Rl \cdot f}$$

Ecuación 250

Resistencia de carga

$$\frac{d}{dRl} Vo(Vinpuente, N, n, Rl, f, Ql, C) \text{ simplificar} \rightarrow \frac{12 \cdot C \cdot N^4 \cdot Ql \cdot Vinpuente \cdot f \cdot n}{(2 \cdot N^3 + 3 \cdot C \cdot Rl \cdot f)^2} \quad \text{Ecuación 251}$$

Capacidad del multiplicador

$$\frac{d}{dC} Vo(Vinpuente, N, n, Rl, f, Ql, C) \text{ simplificar} \rightarrow \frac{12 \cdot N^4 \cdot Ql \cdot Rl \cdot Vinpuente \cdot f \cdot n}{(2 \cdot N^3 + 3 \cdot C \cdot Rl \cdot f)^2} \quad \text{Ecuación 252}$$

Relación de transformación

$$\frac{d}{dn} Vo(Vinpuente, N, n, Rl, f, Ql, C) \text{ simplificar} \rightarrow \frac{6 \cdot C \cdot N \cdot Ql \cdot Rl \cdot Vinpuente \cdot f}{2 \cdot N^3 + 3 \cdot C \cdot Rl \cdot f} \quad \text{Ecuación 253}$$

• **fdp en función de componentes**

$$fdp(N, Ld, Ct, Rl, n, C) := \frac{\sqrt{\frac{Ld}{Ct}}}{\sqrt{\frac{Ld}{Ct} + \frac{Rl^2}{64 \cdot N^4 \cdot n^4} \cdot \left(1 + 4 \cdot N^3 \cdot \pi \cdot \frac{\sqrt{Ld \cdot Ct}}{3 \cdot C \cdot Rl}\right)}} \quad \text{Ecuación 254}$$

Número de etapas multiplicadoras

$$\frac{d}{dN} fdp(N, Ld, Ct, Rl, n, C) \rightarrow \frac{\left[\frac{Rl^2 \cdot \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{3 \cdot C \cdot Rl} + 1 \right)^4}{16 \cdot N^5 \cdot n^4} - \frac{\pi \cdot Rl \cdot \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{3 \cdot C \cdot Rl} + 1 \right)^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{4 \cdot C \cdot N^2 \cdot n^4} \right] \cdot \sqrt{\frac{Ld}{Ct}}}{2 \cdot \left[\frac{Ld}{Ct} + \frac{Rl^2 \cdot \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{3 \cdot C \cdot Rl} + 1 \right)^4}{64 \cdot N^4 \cdot n^4} \right]^{\frac{3}{2}}} \quad \text{Ecuación 255}$$

Igualando la Ecuación 255 a cero se obtiene el punto estacionario:

$$N = \sqrt[3]{\frac{3 \cdot Rl \cdot C}{8 \cdot \pi \cdot \sqrt{Ld \cdot Ct}}} \quad \text{Ecuación 256}$$

No se adjunta la expresión simplificada de la Ecuación 255 por su extensión. Puesto que para resolver la ecuación sólo influye el numerador (siempre que el denominador esté definido),

se muestra en la Ecuación 257. Claramente es para el valor de la Ecuación 256 donde se anula el numerador.

$$\text{numerador}(N, Ld, Ct, Rl, n, C) := 144 \left(3 \cdot C \cdot Rl + 4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld} \right)^3 \cdot \left(3 \cdot C \cdot Rl - 8 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld} \right) \cdot \sqrt{\frac{Ld}{Ct}}$$

Ecuación 257

Como comprobación se ejecuta la siguiente instrucción:

$$\frac{d}{dN} \text{fdp}(N, Ld, Ct, Rl, n, C) \text{ reemplazar, } N = \sqrt[3]{\frac{3 \cdot Rl \cdot C}{8 \cdot \pi \cdot \sqrt{Ld \cdot Ct}}} \rightarrow$$

Ecuación 258

La expresión de la segunda derivada es muy larga por lo que directamente se muestran los resultados de su evaluación en el punto candidato a extremo:

$$\frac{128 \pi^{\frac{5}{2}} \cdot C^2 \cdot Ct^4 \cdot n^8 \cdot \sqrt{\frac{Ld}{Ct}} \left[\frac{81 \pi \cdot Ct^2 \cdot Rl^2 + 384 C \cdot Rl \cdot n^4 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld} \cdot \left(\frac{3 \cdot C \cdot Rl}{8 \pi \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}} \right)^{\frac{1}{3}}}{Ct^2 \cdot n^4 \cdot \left(\frac{C \cdot Rl}{\sqrt{Ct \cdot Ld}} \right)^{\frac{4}{3}}} \right]^{\frac{3}{2}}}{262144 C^4 \cdot Ld^2 \cdot n^{12} + 6561 \pi^4 \cdot Ct^5 \cdot Ld \cdot Rl^2 + 1105923^{\frac{2}{3}} \cdot \pi^{\frac{4}{3}} \cdot C^2 \cdot Ct^2 \cdot Ld^2 \cdot n^8 \cdot \left(\frac{C \cdot Rl}{\sqrt{Ct \cdot Ld}} \right)^{\frac{2}{3}} + 466563^{\frac{1}{3}} \cdot \pi^{\frac{8}{3}} \cdot C \cdot Ct^3 \cdot Ld \cdot Rl \cdot n^4 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld} \cdot \left(\frac{C \cdot Rl}{\sqrt{Ct \cdot Ld}} \right)^{\frac{1}{3}}}$$

Ecuación 259

Por lo tanto es extremo es un máximo (ver Figura 4-22).

Inductancia de dispersión

$$\frac{d}{dLd} \text{fdp}(N, Ld, Ct, Rl, n, C) \rightarrow \frac{1}{2 \cdot Ct \cdot \sqrt{\frac{Ld}{Ct} + \frac{Rl^2 \cdot \left(\frac{4 \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{3 \cdot C \cdot Rl} + 1 \right)^4}{64 N^4 \cdot n^4}} \cdot \sqrt{\frac{Ld}{Ct}}} - \left[\frac{1}{Ct} + \frac{\pi \cdot Ct \cdot Rl \cdot \left(\frac{4 \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{3 \cdot C \cdot Rl} + 1 \right)^3}{24 C \cdot N \cdot n^4 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}} \right] \cdot \sqrt{\frac{Ld}{Ct}}$$

$$2 \cdot \left[\frac{Ld}{Ct} + \frac{Rl^2 \cdot \left(\frac{4 \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{3 \cdot C \cdot Rl} + 1 \right)^4}{64 N^4 \cdot n^4} \right]^{\frac{3}{2}}$$

Ecuación 260

No existe ningún valor positivo que haga que la anterior expresión (Ecuación 260) se anule, por lo que, apoyándonos en la Figura 4-23, se demuestra que no existen extremos para esta función.

Capacidad equivalente en el primario

$$\frac{d}{dC_t} f_{dp}(N, L_d, C_t, R_l, n, C) \rightarrow \frac{\left[\frac{L_d}{C_t^2} - \frac{\pi \cdot L_d \cdot R_l \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{3 \cdot C \cdot R_l} + 1 \right)^3}{24 \cdot C \cdot N \cdot n^4 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}} \right] \cdot \sqrt{\frac{L_d}{C_t}}}{2 \cdot \left[\frac{L_d}{C_t} + \frac{R_l^2 \cdot \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{3 \cdot C \cdot R_l} + 1 \right)^4}{64 \cdot N^4 \cdot n^4} \right]^{\frac{3}{2}}} - \frac{L_d}{2 \cdot C_t^2 \cdot \left[\frac{L_d}{C_t} + \frac{R_l^2 \cdot \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{3 \cdot C \cdot R_l} + 1 \right)^4}{64 \cdot N^4 \cdot n^4} \right]^{\frac{3}{2}}} \cdot \sqrt{\frac{L_d}{C_t}}$$

Ecuación 261

Al igual que en el caso de la bobina de dispersión, el factor de potencia no tiene extremos en función de la capacidad equivalente.

Resistencia de carga

$$\frac{d}{dR_l} f_{dp}(N, L_d, C_t, R_l, n, C) \rightarrow \frac{\left[\frac{R_l \cdot \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{3 \cdot C \cdot R_l} + 1 \right)^4}{32 \cdot N^4 \cdot n^4} - \frac{\pi \cdot \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{3 \cdot C \cdot R_l} + 1 \right)^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{12 \cdot C \cdot N \cdot n^4} \right] \cdot \sqrt{\frac{L_d}{C_t}}}{2 \cdot \left[\frac{L_d}{C_t} + \frac{R_l^2 \cdot \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{3 \cdot C \cdot R_l} + 1 \right)^4}{64 \cdot N^4 \cdot n^4} \right]^{\frac{3}{2}}}$$

Ecuación 262

Relación de transformación

$$\frac{d}{dn} f_{dp}(N, L_d, C_t, R_l, n, C) \rightarrow \frac{R_l^2 \cdot \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{3 \cdot C \cdot R_l} + 1 \right)^4 \cdot \sqrt{\frac{L_d}{C_t}}}{32 \cdot N^4 \cdot n^5 \cdot \left[\frac{L_d}{C_t} + \frac{R_l^2 \cdot \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{3 \cdot C \cdot R_l} + 1 \right)^4}{64 \cdot N^4 \cdot n^4} \right]^{\frac{3}{2}}}$$

Ecuación 263

Capacidad del multiplicador

$$\frac{d}{dC} fdp(N, Ld, Ct, Rl, n, C) \rightarrow \frac{\pi \cdot Rl \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{3 \cdot C \cdot Rl} + 1 \right)^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld} \cdot \sqrt{\frac{Ld}{Ct}}}{24 C^2 \cdot N \cdot n^4 \left[\frac{Ld}{Ct} + \frac{Rl^2 \cdot \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{3 \cdot C \cdot Rl} + 1 \right)^4}{64 N^4 \cdot n^4} \right]^{\frac{3}{2}}} \quad \text{Ecuación 264}$$

• **fdp en función de parámetros de diseño**

$$fdp(Ql) := \frac{1}{\sqrt{1 + Ql^2}} \quad \text{Ecuación 265}$$

$$\frac{d}{dQl} fdp(Ql) \text{ simplificar} \rightarrow -\frac{Ql}{(Ql^2 + 1)^{\frac{3}{2}}} \quad \text{Ecuación 266}$$

• **ΔV_o en función de componentes**

$$\Delta V_o(N, Vinpuente, Ct, Ld, C, Rl, n) := \frac{[Vinpuente \cdot (N + 1) \pi \cdot Ct] \left(1 + \frac{4N^3 \pi \sqrt{Ld \cdot Ct}}{3 \cdot C \cdot Rl} \right)}{4 \cdot n \cdot C} \quad \text{Ecuación 267}$$

Número de etapas multiplicadoras

$$\frac{d}{dN} \Delta V_o(N, Vinpuente, Ct, Ld, C, Rl, n) \text{ simplificar} \rightarrow \frac{\pi \cdot Ct \cdot Vinpuente \cdot (3 \cdot C \cdot Rl + 12 \pi \cdot N^2 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld} + 16 \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld})}{12 C^2 \cdot Rl \cdot n} \quad \text{Ecuación 268}$$

Inductancia de dispersión

$$\frac{d}{dLd} \Delta V_o(N, Vinpuente, Ct, Ld, C, Rl, n) \rightarrow \frac{\pi^2 \cdot Ct^2 \cdot N^3 \cdot Vinpuente \cdot (N + 1)}{6 \cdot C^2 \cdot Rl \cdot n \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}} \quad \text{Ecuación 269}$$

Capacidad equivalente en el primario

$$\frac{d}{dC_t} \Delta V_o(N, V_{inpuente}, C_t, L_d, C, R_l, n) \text{ simplificar} \rightarrow \frac{\pi \cdot V_{inpuente} \cdot (C \cdot R_l \sqrt{C_t L_d} + 2 \cdot \pi \cdot C_t \cdot L_d \cdot N^3) \cdot (N + 1) \cdot \sqrt{C_t L_d}}{4 \cdot C^2 \cdot C_t \cdot L_d \cdot R_l \cdot n}$$

Ecuación 270

Resistencia de carga

$$\frac{d}{dR_l} \Delta V_o(N, V_{inpuente}, C_t, L_d, C, R_l, n) \rightarrow -\frac{\pi^2 \cdot C_t \cdot N^3 \cdot V_{inpuente} \cdot (N + 1) \cdot \sqrt{C_t L_d}}{3 \cdot C^2 \cdot R_l^2 \cdot n}$$

Ecuación 271

Relación de transformación

$$\frac{d}{dn} \Delta V_o(N, V_{inpuente}, C_t, L_d, C, R_l, n) \rightarrow -\frac{\pi \cdot C_t \cdot V_{inpuente} \cdot \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t L_d}}{3 \cdot C \cdot R_l} + 1 \right) \cdot (N + 1)}{4 \cdot C \cdot n^2}$$

Ecuación 272

Capacidad del multiplicador

$$\frac{d}{dC} \Delta V_o(N, V_{inpuente}, C_t, L_d, C, R_l, n) \text{ simplificar} \rightarrow -\frac{\pi \cdot C_t \cdot V_{inpuente} \cdot (N + 1) \cdot (3 \cdot C \cdot R_l + 8 \cdot \pi \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t L_d})}{12 \cdot C^3 \cdot R_l \cdot n}$$

Ecuación 273

• ΔV_o en función de parámetros de diseño

$$\Delta V_o(N, V_{inpuente}, Q_l, C, R_l, n, f) := N^2 \cdot \frac{(N + 1) \cdot Q_l \cdot n \cdot V_{inpuente}}{f \cdot C \cdot \left(1 + 2 \cdot \frac{N^3}{3 \cdot f \cdot R_l \cdot C} \right)}$$

Ecuación 274

Número de etapas multiplicadoras

$$\frac{d}{dN} \Delta V_o(N, V_{inpuente}, Q_l, C, R_l, n, f) \rightarrow \frac{N^2 \cdot Q_l \cdot V_{inpuente} \cdot n}{C \cdot f \cdot \left(\frac{2 \cdot N^3}{3 \cdot C \cdot R_l \cdot f} + 1 \right)} + \frac{2 \cdot N \cdot Q_l \cdot V_{inpuente} \cdot n \cdot (N + 1)}{C \cdot f \cdot \left(\frac{2 \cdot N^3}{3 \cdot C \cdot R_l \cdot f} + 1 \right)} - \frac{2 \cdot N^4 \cdot Q_l \cdot V_{inpuente} \cdot n \cdot (N + 1)}{C^2 \cdot R_l \cdot f^2 \cdot \left(\frac{2 \cdot N^3}{3 \cdot C \cdot R_l \cdot f} + 1 \right)^2}$$

Ecuación 275

Igualando la expresión anterior (Ecuación 275) a cero se obtiene una única solución real positiva.

$$N_{opt}(Rl, C, f) := \left(\sqrt{\frac{9 \cdot C^2 \cdot Rl^2 \cdot f^2}{4} - \frac{27 \cdot C^3 \cdot Rl^3 \cdot f^3}{8}} + \frac{3 \cdot C \cdot Rl \cdot f}{2} \right)^{\frac{1}{3}} + \frac{3 \cdot C \cdot Rl \cdot f}{2 \cdot \left(\sqrt{\frac{9 \cdot C^2 \cdot Rl^2 \cdot f^2}{4} - \frac{27 \cdot C^3 \cdot Rl^3 \cdot f^3}{8}} + \frac{3 \cdot C \cdot Rl \cdot f}{2} \right)^{\frac{1}{3}}}$$

Ecuación 276

La versión utilizada de Mathcad no es capaz de evaluar la segunda derivada en el punto estacionario simbólicamente. Por ello, atendiendo a la gráfica Figura 4-35 se deduce que es un máximo, por lo que la segunda derivada en el punto estacionario debe ser negativa.

Frecuencia

$$\frac{d}{df} \Delta V_o(N, V_{inpuente}, Ql, C, Rl, n, f) \text{ simplificar} \rightarrow -\frac{9 \cdot C \cdot N^2 \cdot Ql \cdot Rl^2 \cdot V_{inpuente} \cdot n \cdot (N + 1)}{(2 \cdot N^3 + 3 \cdot C \cdot Rl \cdot f)^2} \quad \text{Ecuación 277}$$

Factor de calidad

$$\frac{d}{dQl} \Delta V_o(N, V_{inpuente}, Ql, C, Rl, n, f) \rightarrow \frac{N^2 \cdot V_{inpuente} \cdot n \cdot (N + 1)}{C \cdot f \cdot \left(\frac{2 \cdot N^3}{3 \cdot C \cdot Rl \cdot f} + 1 \right)} \quad \text{Ecuación 278}$$

Resistencia de carga

$$\frac{d}{dRl} \Delta V_o(N, V_{inpuente}, Ql, C, Rl, n, f) \rightarrow \frac{2 \cdot N^5 \cdot Ql \cdot V_{inpuente} \cdot n \cdot (N + 1)}{3 \cdot C^2 \cdot Rl^2 \cdot f^2 \cdot \left(\frac{2 \cdot N^3}{3 \cdot C \cdot Rl \cdot f} + 1 \right)^2} \quad \text{Ecuación 279}$$

Capacidad del multiplicador

$$\frac{d}{dC} \Delta V_o(N, V_{inpuente}, Ql, C, Rl, n, f) \text{ simplificar} \rightarrow -\frac{9 \cdot N^2 \cdot Ql \cdot Rl^2 \cdot V_{inpuente} \cdot f \cdot n \cdot (N + 1)}{(2 \cdot N^3 + 3 \cdot C \cdot Rl \cdot f)^2} \quad \text{Ecuación 280}$$

Relación de transformación

$$\frac{d}{dn} \Delta V_o(N, V_{inpuente}, Ql, C, Rl, n, f) \rightarrow \frac{N^2 \cdot Ql \cdot V_{inpuente} \cdot (N + 1)}{C \cdot f \cdot \left(\frac{2 \cdot N^3}{3 \cdot C \cdot Rl \cdot f} + 1 \right)} \quad \text{Ecuación 281}$$

• i_{Ld} en función de componentes

$$ild(Vinpuente, N, Ld, Ct, RI, n, C) := Vinpuente \cdot \sqrt{\frac{Ct}{Ld} + \frac{Ct^2}{Ld^2} \cdot \left(1 + 4 \cdot N^3 \cdot \frac{\sqrt{Ld \cdot Ct}}{3 \cdot RI \cdot C}\right)^4 \cdot \left(\frac{RI}{8N^2 \cdot n^2}\right)^2}$$

Ecuación 282

Número de etapas multiplicadoras

$$\frac{d}{dN}ild(Vinpuente, N, Ld, Ct, RI, n, C) \rightarrow \frac{Vinpuente \cdot \left[\frac{Ct^2 \cdot RI^2 \cdot \left(\frac{4 \cdot N^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{3 \cdot C \cdot RI} + 1\right)^4}{16Ld^2 \cdot N^5 \cdot n^4} - \frac{Ct^2 \cdot RI \cdot \left(\frac{4 \cdot N^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{3 \cdot C \cdot RI} + 1\right)^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{4 \cdot C \cdot Ld^2 \cdot N^2 \cdot n^4} \right]}{2 \cdot \sqrt{\frac{Ct}{Ld} + \frac{Ct^2 \cdot RI^2 \cdot \left(\frac{4 \cdot N^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{3 \cdot C \cdot RI} + 1\right)^4}{64Ld^2 \cdot N^4 \cdot n^4}}}$$

Ecuación 283

De las soluciones obtenidas de igualar la ecuación anterior a cero, sólo una es real y positiva. En la Ecuación 284 se muestra la comprobación y el valor:

$$\frac{d}{dN}ild(Vinpuente, N, Ld, Ct, RI, n, C) \text{ reemplazar, } N = \sqrt[3]{3 \cdot RI \cdot \frac{C}{8 \cdot \sqrt{Ld \cdot Ct}}} \rightarrow 0$$

Ecuación 284

El resultado de evaluar la segunda derivada en el punto obtenido es positivo (Ecuación 285):

$$\frac{9 \cdot 3^{\frac{2}{3}} \cdot C^4 \cdot Ct \cdot RI^4 \cdot Vinpuente \cdot \left[81 \cdot Ct^2 \cdot RI^2 + 192 \cdot 3^{\frac{1}{3}} \cdot C \cdot RI \cdot n^4 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld} \cdot \left(\frac{C \cdot RI}{\sqrt{Ct \cdot Ld}}\right)^{\frac{1}{3}} \right] \cdot \sqrt{\frac{144 \cdot 3^{\frac{2}{3}} \cdot Ct^2 \cdot RI^2 + 1024 \cdot C \cdot RI \cdot n^4 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld} \cdot \left(\frac{C \cdot RI}{\sqrt{Ct \cdot Ld}}\right)^{\frac{1}{3}}}{Ld^2 \cdot n^4 \cdot \left(\frac{C \cdot RI}{\sqrt{Ct \cdot Ld}}\right)^{\frac{4}{3}}}}}{4 \cdot \left[18432 \cdot C^6 \cdot Ld \cdot RI^4 \cdot n^8 + 2187 \cdot C^3 \cdot Ct^3 \cdot RI^5 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld} \cdot \left(\frac{3 \cdot C \cdot RI}{8 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}\right)^{\frac{1}{3}} + 20736 \cdot C^4 \cdot Ct^2 \cdot Ld \cdot RI^4 \cdot n^4 \cdot \left(\frac{3 \cdot C \cdot RI}{8 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}\right)^{\frac{2}{3}} \right] \cdot \left(\frac{C \cdot RI}{\sqrt{Ct \cdot Ld}}\right)^{\frac{4}{3}}}$$

Ecuación 285

Inductancia de dispersión

$$\frac{d}{dLd}ild(Vinpuente, N, Ld, Ct, RI, n, C) \rightarrow \frac{Vinpuente \cdot \left[\frac{Ct}{Ld^2} + \frac{Ct^2 \cdot RI^2 \cdot \left(\frac{4 \cdot N^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{3 \cdot C \cdot RI} + 1\right)^4}{32Ld^3 \cdot N^4 \cdot n^4} - \frac{Ct^3 \cdot RI \cdot \left(\frac{4 \cdot N^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{3 \cdot C \cdot RI} + 1\right)^3}{24 \cdot C \cdot Ld^2 \cdot N \cdot n^4 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}} \right]}{2 \cdot \sqrt{\frac{Ct}{Ld} + \frac{Ct^2 \cdot RI^2 \cdot \left(\frac{4 \cdot N^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{3 \cdot C \cdot RI} + 1\right)^4}{64Ld^2 \cdot N^4 \cdot n^4}}}$$

Ecuación 286

Esta ecuación no tiene raíces, por lo que la corriente es estrictamente monótona.

Capacidad equivalente en el primario

$$\frac{d}{dC_t} \text{ild}(\text{Vinpuente}, N, L_d, C_t, R_l, n, C) \rightarrow \frac{\text{Vinpuente} \cdot \left[\frac{1}{L_d} + \frac{C_t \cdot R_l^2 \cdot \left(\frac{4 \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{3 \cdot C \cdot R_l} + 1 \right)^4}{32 \cdot L_d^2 \cdot N^4 \cdot n^4} + \frac{C_t^2 \cdot R_l \cdot \left(\frac{4 \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{3 \cdot C \cdot R_l} + 1 \right)^3}{24 \cdot C \cdot L_d \cdot N \cdot n^4 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}} \right]}{2 \cdot \sqrt{\frac{C_t}{L_d} + \frac{C_t^2 \cdot R_l^2 \cdot \left(\frac{4 \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{3 \cdot C \cdot R_l} + 1 \right)^4}{64 \cdot L_d^2 \cdot N^4 \cdot n^4}}}$$

Ecuación 287

Resistencia de carga

$$\frac{d}{dR_l} \text{ild}(\text{Vinpuente}, N, L_d, C_t, R_l, n, C) \rightarrow \frac{\text{Vinpuente} \cdot \left[\frac{C_t^2 \cdot R_l \cdot \left(\frac{4 \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{3 \cdot C \cdot R_l} + 1 \right)^4}{32 \cdot L_d^2 \cdot N^4 \cdot n^4} - \frac{C_t^2 \cdot \left(\frac{4 \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{3 \cdot C \cdot R_l} + 1 \right)^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{12 \cdot C \cdot L_d^2 \cdot N \cdot n^4} \right]}{2 \cdot \sqrt{\frac{C_t}{L_d} + \frac{C_t^2 \cdot R_l^2 \cdot \left(\frac{4 \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{3 \cdot C \cdot R_l} + 1 \right)^4}{64 \cdot L_d^2 \cdot N^4 \cdot n^4}}}$$

Ecuación 288

$$\frac{d}{dR_l} \text{ild}(\text{Vinpuente}, N, L_d, C_t, R_l, n, C) \text{ reemplazar, } R_l = \frac{4 \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{3 \cdot C} \rightarrow 0$$

Ecuación 289

La razón de no explicitar la ecuación completa es la longitud de la misma. Con la gráfica (Figura 4-44) se muestra que dicho extremo es un mínimo.

Relación de transformación

$$\frac{d}{dn} \text{ild}(\text{Vinpuente}, N, L_d, C_t, R_l, n, C) \rightarrow \frac{C_t^2 \cdot R_l^2 \cdot \text{Vinpuente} \cdot \left(\frac{4 \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{3 \cdot C \cdot R_l} + 1 \right)^4}{32 \cdot L_d^2 \cdot N^4 \cdot n^5 \cdot \sqrt{\frac{C_t}{L_d} + \frac{C_t^2 \cdot R_l^2 \cdot \left(\frac{4 \cdot N^3 \cdot \sqrt{C_t \cdot L_d}}{3 \cdot C \cdot R_l} + 1 \right)^4}{64 \cdot L_d^2 \cdot N^4 \cdot n^4}}}$$

Ecuación 290

Capacidad del multiplicador

$$\frac{d}{dC} \text{ild}(\text{Vinpuente}, N, Ld, Ct, Rl, n, C) \rightarrow - \frac{Ct^2 \cdot Rl \cdot \text{Vinpuente} \cdot \left(\frac{4 \cdot N^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{3 \cdot C \cdot Rl} + 1 \right)^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{24 \cdot C^2 \cdot Ld^2 \cdot N \cdot n^4 \cdot \sqrt{\frac{Ct}{Ld} + \frac{Ct^2 \cdot Rl^2 \cdot \left(\frac{4 \cdot N^3 \cdot \sqrt{Ct \cdot Ld}}{3 \cdot C \cdot Rl} + 1 \right)^4}{64 \cdot Ld^2 \cdot N^4 \cdot n^4}}}$$

Ecuación 291

ANEXO D. BIBLIOGRAFÍA

- Bailey, A. (1973). Colloid thrusters- a new space propulsion system. . *Electronics and Power*, 281-283.
- Barbi, I., & Gules, R. (2001). A high efficiency isolated DC-DC converter with high-output voltage for TWTA telecommunication satellite applications. *Power Electronics Specialist Conference, PESC*, (págs. 1982 - 1987 vol. 4).
- Barbi, I., & Gules, R. (2001). Isolated DC-DC power converters with high-output voltage for TWTA telecommunication satellite applications. *Applied Power Electronics Conference, APEC*, (págs. 296 - 302 vol.1).
- Barbi, I., & Gules, R. (2003). Isolated DC-DC converters with high-output voltage for TWTA telecommunication satellite applications. *Power Electronics and Driver Systems, PEDS*, (pp. 975 - 984).
- Borage, M., Nagesh, K., Bhatia, M., & Tiwari, S. (2009). Design of LCL-T Resonant Converter Including the Effect of Transformer Winding Capacitance. *Industrial Electronics (IEEE Transactions)*, 1420 - 1427.
- Borage, M., Tiwari, S., & Kotaiah, S. (2005). Analysis and design of an LCL-T resonant converter as a constant-current power supply. *Industrial Electronics (IEEE Transactions)*, 1547 - 1554.
- Branas, C., Azcondo, F., Casanueva, R., & Bracho, S. (2005). Parallel connection of multiple resonant inverters to drive high-power high-intensity discharge lamps. *Industrial Electronics Society, IECON*.
- Cevallos, M. D. (2001, Agosto). Development of Power Processing Unit for Electric Space Propulsion. *Thesis in Electrical Engineering*. Texas, Estados Unidos.
- Chen, R.-Y., Liang, T.-J., Chen, J.-F., Lin, R.-L., & Tseng, K.-C. (2008). Study and Implementation of a Current-Fed Full-Bridge Boost DC-DC Converter With Zero-Current Switching for High-Voltage Applications. *Industry Applications (IEEE Transactions)*, 1218 - 1226.
- Chen, W., Lu, Z., Zhang, X., & Ye, S. (2008). A novel ZVS step-up push-pull type isolated LLC series resonant dc-dc converter for UPS systems and its topology variations. *Applied Power Electronics Conference, APEC*, (págs. 1073 - 1078).
- Chu, C., & Li, C. (2009). Analysis and design of a current-fed zero-voltage-switching and zero-current-switching CL-resonant push-pull dc-dc converter. *Power Electronics*, 456 - 465.
- Chu, C.-L., & Chen, Y. (2009). ZVS-ZCS Bidirectional Full-Bridge DC-DC Converter. *Power Electronics and Drive Systems, PEDS*, (págs. 1125 - 1130).
- Davidson, C. (2008). Zero Voltage Switching Asymmetrical Half-Bridge Converter Topology. *Telecommunication Energy Conference, INTELECT*, (págs. 1 - 6).

- Dickson, J. F. (1976). On-chip high-voltage generation in MNOS integrated circuits using an improved voltage multiplier technique. *Solid State Circuits IEEE Journal*, 374 - 378.
- Erickson, R. W., & Maksimovic, D. (2001). *Fundamentals of Power Electronics*. Boulder, Colorado: Kluwer Academic Publisher.
- ESA. (2002). Retrieved from <http://www.esa.int>
- ESA. (15 de Junio de 2004). *Electric Spacecraft Propulsion*. Obtenido de Hall Effect Thruster: <http://sci.esa.int/science-e/www/object/index.cfm?fobjectid=34201&fbodylongid=1538>
- ESA. (2007). Obtenido de www.esa.int
- Gallimore, A. D. (s.f.). *The Past and Future of Rocket Engine Propulsion*. Obtenido de University of Michigan: <http://www.fathom.com/course/21701743/index.html>
- Goebel, D. M. (2008). *Fundamentals of Electric Propulsion: Ion and Hall Thrusters*. California: John Wiley & Sons.
- Hart, D. W. (2001). *Electrónica de Potencia*. Pearson Educación.
- Hasanien, B. M., & Sayed, K. F. (2008). Current source ZCS PFM DC-DC converter for magnetron power supply. *Power System Conference, MEPCON*, (págs. 464 - 469).
- Hino, H., Hatakeyama, T., & Nakaoka, M. (1988). Resonant PWM inverter linked DC-DC convertor using parasitic impedances of high-voltage transformer and its applications to X-ray generator. *Power Electronics Specialists Conference, PESC*, (págs. 1212 - 1219 vol.2).
- Hruby, V., Gamero-Castaño, M., Spence, D., Gasdaska, C., Demons, N., McCormick, R., y otros. (2004). Colloid Thrusters for the New Millennium, ST7 DRS Mission. *IEEE Aerospace Conference Proceedings*.
- Hu, M., Frohlike, N., & Bocker, J. (2009). Frequency / duty cycle control of LCC resonant converter supplying high voltage very low frequency test systems. *Power Electronics and Applications, EPE*, (págs. 1 - 10).
- Iqbal, S., Besar, R., & Venkataseshaiyah, C. (2008). A novel control scheme for voltage multiplier based X-ray power supply. *Power and Energy Conference, PECON*, (págs. 1456 - 1460).
- Jahn, Robert G.; Choueiri, Edgar Y.; Princeton University. (s.f.). *Electric Propulsion*. Obtenido de <http://alfven.princeton.edu/papers/Encyclopedia.pdf>
- Ji, S., Yong, Y., & Chunqing, Q. (2009). Control of circulating current for direct parallel grid-connected inverters in photovoltaic power generation. *International Conference on Mechatronics and Automation, IMAC*, (págs. 3805 - 3810).
- Johnson, S., Witulski, A., & Erickson, R. (1988). Comparison of resonant topologies in high-voltage DC applications. *Aerospace and Electronic Systems (IEEE Transactions)*, 263 - 274.

- Jordan, I. J. (6 de Diciembre de 2000). *Space Telescope Science Institute*. Obtenido de http://www.stsci.edu/~jordan/other/electric_propulsion_3.pdf
- Jung, J.-H., Choi, W.-Y., & Ahmed, S. (2010). High Step-Up DC-DC Converter with Two Transformers for Low DC Renewable Energy Systems. *Power Electronics Conference, IPEC*, (págs. 1471 - 1477).
- Kewei, H., Jie, L., Xiaolin, H., & Ningjun, F. (2008). Analysis and simulation of the influence of transformer parasitics to low power high voltage output flyback converter. *Industrial Electronics, ISIE*, (págs. 305 - 310).
- Kobougias, I., & Tatakis, E. (2010). Optimal Design of a Half-Wave Cockcroft–Walton Voltage Multiplier With Minimum Total Capacitance. *Power Electronics, IEEE Transactions*, 2460 - 2468.
- Kwon, J.-M., & Kwon, B.-H. (2009). High Step-Up Active-Clamp Converter With Input-Current Doubler and Output-Voltage Doubler for Fuel Cell Power Systems. *Power Electronics*, 108 - 115.
- Lamantia, A., Maranesi, P., & Radrizzani, L. (1994). Small-signal model of the Cockcroft-Walton voltage multiplier. *Power Electronics, IEEE Transactions*, 18 - 25.
- Lin, B. R., & Dong, J. Y. (2010). Analysis and implementation of an active clamping zero-voltage turn-on switching/zero-current turn-off switching converter. *Power Electronics*, 429 - 437.
- Lin, B., Huang, Y., Cheng, J., & Shieng, J. (2009). Zero Voltage Switching Double Ended Cuk Converter. *Industrial Electronics and Applications, ICIEA*, (págs. 2038 - 2043).
- Lin, B.-R., Dong, J.-Y., & Chen, J.-J. (2011). Analysis and Implementation of a ZVS/ZCS DC–DC Switching Converter With Voltage Step-Up. *Industrial Electronics*, 2962 - 2971.
- Lin, C. R., & Huang, B. R. (2007). Zero voltage switching active clamp buck-boost. *Electric Power Applications*, 173 - 182.
- Mikolajewski, M. (1996). Resonant DC/DC converters with a transformer regulated synchronous rectifier. *Industrial Electronics, ISIE*, (págs. 713 - 718 vol.2).
- Mohan, N. (2003). *Power Electronics and Drives*. Minneapolis: MNPERE.
- Mohan, N., Undeland, T. M., & Robbins, W. (s.f.). *Power Electronics. Converter, Applications and Design*. Minneapolis: John Wiley and Sons.
- Ogura, K., Chu, E., Ishitobi, M., Nakamura, M., & Nakaoka, M. (2002). Inductor snubber-assisted series resonant ZCS-PFM high frequency inverter link DC-DC converter with voltage multiplier. *Power Conversion Conference, PCC*, (págs. 110 - 114 vol.1).
- Pantic, Z., Bhattacharya, S., & Lukic, S. (2010). Optimal resonant tank design considerations for primary track compensation in Inductive Power Transfer systems. *Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE*, (págs. 1602 - 1609).

-
- Park, J.-K., Choi, W.-Y., & Kwon, B.-H. (2007). A Step-Up DC-DC Converter With a Resonant Voltage Doubler. *Industrial Electronics*, 3267-3275.
- Perez, M., Blanco, C., Rico, M., & Linera, F. (1995). A new topology for high voltage, high frequency transformers. *Applied Power Electronics Conference, APEC*, 554 - 559 vol.2.
- Ranstad, P., & Nee, H. P. (2011). On the Distribution of AC and DC Winding Capacitances in High-Frequency Power Transformers With Rectifier Loads. *Industrial Electronics*, 1789 - 1798.
- Rashid, M. (2001). *Power Electronics Handbook*. Pensacola, Florida: Academic Press.
- Reinhold, G., & Truempy, K. (1967). Future High Voltage DC Power Supplies of the Shielded Design. *Nuclear Energy, IEEE Transactions*, 1789 - 1798.
- Ruitberg, A. P. (1981). Minus 35kV Space-Borne Instrument Power Supply. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions*, 651 - 655.
- Starzyk, J., Jan, Y.-W., & Qiu, F. (2001). A DC-DC charge pump design based on voltage doublers. *Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions*, 350 - 359.
- Sun, J., Ding, X., Nakaoka, M., & Takano, H. (2000). Series resonant ZCS-PFM DC-DC converter with multistage rectified voltage multiplier and dual-mode PFM control scheme for medical-use high-voltage X-ray power generator. *Electric Power Applications (IEEE Proceedings)*, 527 - 534.
- Sun, J., Ding, X., Nakaoka, M., & Takano, H. (2000). Series resonant ZCS-PFM DC-DC converter with multistage rectified voltage multiplier and dual-mode PFM control scheme for medical-use high-voltage X-ray power generator. *Power Electronics Applications. IEEE Proceedings*, 527 - 534 .
- Sun, J., Konishi, H., Ogino, Y., & Nakaoka, M. (2000). Series resonant high-voltage ZCS-PFM DC-DC converter for medical power electronics. *Power Electronics Specialists Conference, PESC*, (págs. 1247 - 1252 vol.3).
- Sun, J., Konishi, H., Ogino, Y., Chu, E., & Nakaoka, M. (2000). Series resonant high-voltage PFM DC-DC converter with voltage multiplier based a two-step frequency switching control for medical-use X ray power generator. *Power Electronics and Motion Control, IPEM*, (págs. 596 - 601 vol.2).
- Torres Riera, J. (s.f.). *Universidad Politécnica de Valencia*. Obtenido de Nanosatélites, Microsatélites y Minisatélites: Una alternativa de futuro:
http://rseapv.webs.upv.es/web/anales/%5C06%5CA_Nanosatelites.pdf
- Van der Broeck, H. (2002). Analysis of a current fed voltage multiplier bridge for high voltage applications. *Power Electronics Specialists Conference, PESC*, (págs. 1919 - 1924).
- Vishwanathan, N., & Ramanarayanan, V. (2002). Average current mode control of high voltage DC power supply for pulsed load application. *Industry Applications Conference*, (págs. 1205 - 1211 vol.2).

-
- Vishwanathan, N., & Ramanarayanan, V. (2002). Input voltage modulated high voltage DC power supply topology for pulsed load applications. *IECON*, (págs. 389 - 394 vol.1).
- Vishwanathan, N., & Ramanarayanan, V. (2003). High voltage DC power supply topology for pulsed load applications with converter switching synchronized to load pulses. *Power Electronics and Driver Systems, PEDS*, (págs. 618 - 623 Vol.1).
- Wang, H., Chung, H., Tapuchi, S., & Ioinovici, A. (2009). Modeling and Analysis of a Current-Fed ZCS Full-Bridge DC/DC Converter with Adaptive Soft-Switching Energy. *Applied Power Electronics Conference, APEC*, (pp. 1410 - 1416).
- Wolfs, P., & Li, Q. (2002). An analysis of a resonant half bridge dual converter operating in continuous and discontinuous modes. *Power Electronics Specialist Conference*.
- Ye, Z., Jain, P., & Sen, P. (2007). Circulating Current Minimization in High-Frequency AC Power Distribution Architecture With Multiple Inverter Modules Operated in Parallel. *Industrial Electronics*, 2673 - 2687.
- Yuan, B., Yang, X., & Li, D. (2010). Analysis and design of a high efficiency current fed multi-resonant converter for high step-up power conversion in renewable energy harvesting. *Power Electronics for Distributed Generation Systems, PEDGS*, (págs. 138 - 143).
- Zhang, Z., Li, H., Peng, Y., & Li, Y. (2010). Phase shift control for multi-phase parallel LLC voltage-fed inverter. *Electronic Letters*, 442 - 444.
- Ziemer, J., Randolph, T., Franklin, G., Hruby, V., Spence, D., Demmons, N., y otros. (2010). Colloid Micro-Newton Thrusters for the space technology 7 mission. *Aerospace Conference*, (págs. 1 - 19).

ANEXO E. REFERENCIAS FIGURAS

Esquema del sistema de energía [1]: *Thick Film Hybrid DC-DC Converters are standard 'Brick' for Satellite Power Systems*, Tyva Bussaroks, International Rectifier

<http://www.irf.com/product-info/hi-rel/tp-hybridbrick.pdf>

Constelación de satélites del sistema Galileo [2]: ESA

Sputnik 1 [3]: *National Space Science Data Center*, NASA

<http://nssdc.gsfc.nasa.gov/nmc/masterCatalog.do?sc=1957-001B>

Explorer 1 [4]: *Jet Propulsion Laboratory*, NASA

<http://www.jpl.nasa.gov/multimedia/explorer1/>

Esquema de Skylab [5]: *NASA History Program Office, Skylab Drawings and Technical Diagrams*

<http://www.hq.nasa.gov/office/pao/History/diagrams/skylab.html>

Cubesat [6]: Los Alamos, *National Laboratory*

http://www.lanl.gov/news/currents/2008/nov/cube_sats.shtml

Propulsor de efecto Hall [7]: *Satellite Propulsion, Space Engines*, SNECMA

<http://www.snecma.com/-satellite-propulsion-.html>

Proba-2 ESA [8]: *Multimedia Gallery*, ESA

<http://www.esa.int/esa-mm/mmg.pl?b=b&mission=Proba-2&single=y&start=53&size=b>

Esquema propulsor DS1 NSTAR de la NASA [9]: *Ion Propulsion Subsystem Environmental Effects on Deep Space 1: Initial Results from the IPS Diagnostic Subsystem DS1 Technology Validation Report*, NASA

http://nmp-techval-reports.jpl.nasa.gov/DS1/IDS_Integrated_Report.pdf

Esquema del propulsor de efecto Hall [10]: *Electric Propulsion: Which one for My Spacecraft?*, *Space Telescope Science Institute*

http://www.stsci.edu/~jordan/other/electric_propulsion_3.pdf

Esquema completo del sistema de potencia [11]: *Colloid Micro-Newton Thrusters for the Space Technology 7 Mission*, *Jet Propulsion Laboratory and Busek Co.* Submitted to 2010 IEEE Aerospace Conference Proceedings.

<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5446760>

ANEXO F. HOJAS DE CARACTERÍSTICAS

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
 Fully operational to +500V or +600V
 Tolerant to negative transient voltage
 dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
 Separate logic supply range from 3.3V to 20V
 Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

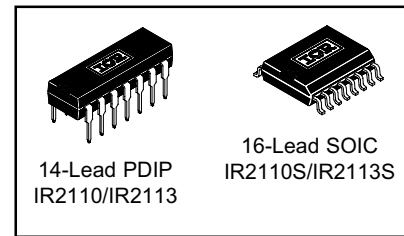
Product Summary

V_{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{\text{O}+/-}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{\text{on/off}}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

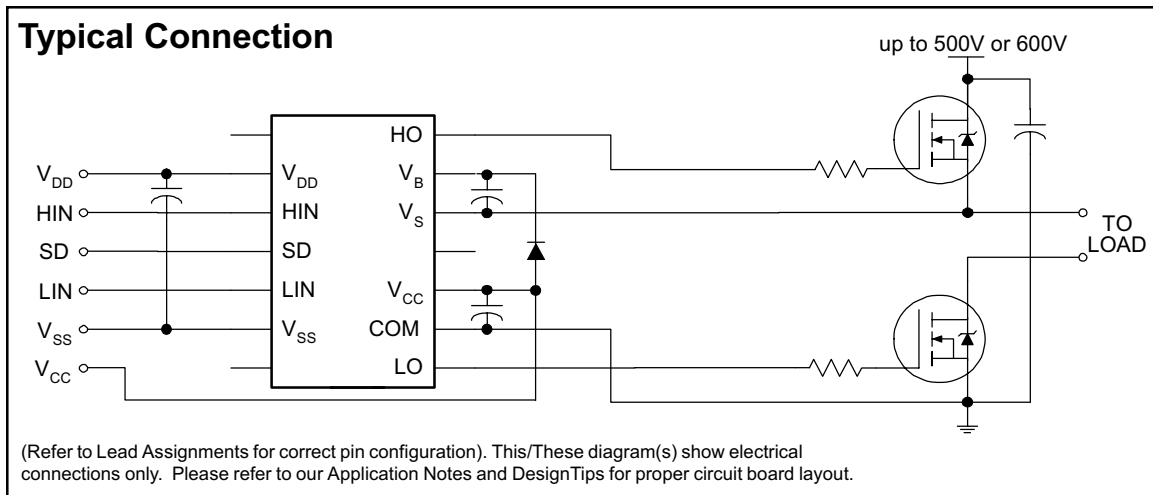
Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

Packages



Typical Connection



IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V _B	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V	
	(IR2113)	-0.3	625		
V _S	High side floating supply offset voltage	V _B - 25	V _B + 0.3		
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3		
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	-0.3	25		
V _{LO}	Low side output voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3		
V _{DD}	Logic supply voltage	-0.3	V _{SS} + 25		
V _{SS}	Logic supply offset voltage	V _{CC} - 25	V _{CC} + 0.3		
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS} - 0.3	V _{DD} + 0.3		
dV _S /dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50		V/ns
P _D	Package power dissipation @ T _A ≤ +25°C	(14 lead DIP)	—	1.6	W
		(16 lead SOIC)	—	1.25	
R _{THJA}	Thermal resistance, junction to ambient	(14 lead DIP)	—	75	°C/W
		(16 lead SOIC)	—	100	
T _J	Junction temperature	—	150	°C	
T _S	Storage temperature	-55	150		
T _L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High side floating supply absolute voltage	V _S + 10	V _S + 20	V
V _S	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	10	20	
V _{LO}	Low side output voltage	0	V _{CC}	
V _{DD}	Logic supply voltage	V _{SS} + 3	V _{SS} + 20	
V _{SS}	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	
T _A	Ambient temperature	-40	125	°C

Note 1: Logic operational for V_S of -4 to +500V. Logic state held for V_S of -4V to -V_{BS}. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When V_{DD} < 5V, the minimum V_{SS} offset is limited to -V_{DD}.

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, C_L = 1000 pF, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

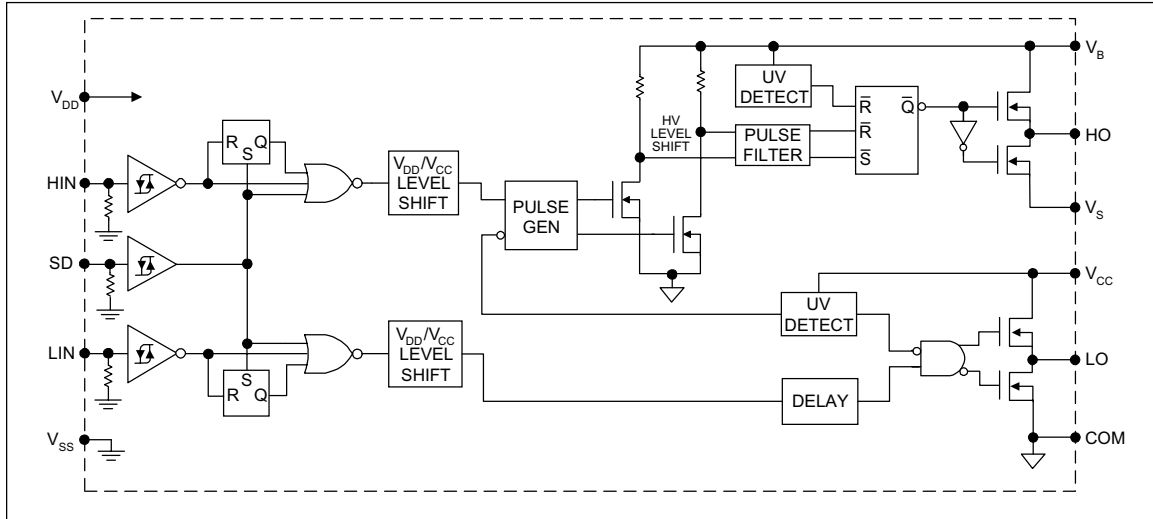
Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t_{on}	Turn-on propagation delay	7	—	120	150	ns	$V_S = 0V$
t_{off}	Turn-off propagation delay	8	—	94	125		$V_S = 500V/600V$
t_{sd}	Shutdown propagation delay	9	—	110	140		$V_S = 500V/600V$
t_r	Turn-on rise time	10	—	25	35		
t_f	Turn-off fall time	11	—	17	25		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	(IR2110) (IR2113)	—	—	—		10 20

Static Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The V_{IN} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V_{IH}	Logic "1" input voltage	12	9.5	—	—	V	
V_{IL}	Logic "0" input voltage	13	—	—	6.0		
V_{OH}	High level output voltage, $V_{BIAS} - V_O$	14	—	—	1.2		$I_O = 0A$
V_{OL}	Low level output voltage, V_O	15	—	—	0.1		$I_O = 0A$
I_{LK}	Offset supply leakage current	16	—	—	50	μA	$V_B = V_S = 500V/600V$
I_{QBS}	Quiescent V_{BS} supply current	17	—	125	230		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{QCC}	Quiescent V_{CC} supply current	18	—	180	340		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{QDD}	Quiescent V_{DD} supply current	19	—	15	30		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{IN+}	Logic "1" input bias current	20	—	20	40		$V_{IN} = V_{DD}$
I_{IN-}	Logic "0" input bias current	21	—	—	1.0	$V_{IN} = 0V$	
V_{BSUV+}	V_{BS} supply undervoltage positive going threshold	22	7.5	8.6	9.7	V	
V_{BSUV-}	V_{BS} supply undervoltage negative going threshold	23	7.0	8.2	9.4		
V_{CCUV+}	V_{CC} supply undervoltage positive going threshold	24	7.4	8.5	9.6		
V_{CCUV-}	V_{CC} supply undervoltage negative going threshold	25	7.0	8.2	9.4		
I_{O+}	Output high short circuit pulsed current	26	2.0	2.5	—	A	$V_O = 0V$, $V_{IN} = V_{DD}$ $PW \leq 10 \mu s$
I_{O-}	Output low short circuit pulsed current	27	2.0	2.5	—		$V_O = 15V$, $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$

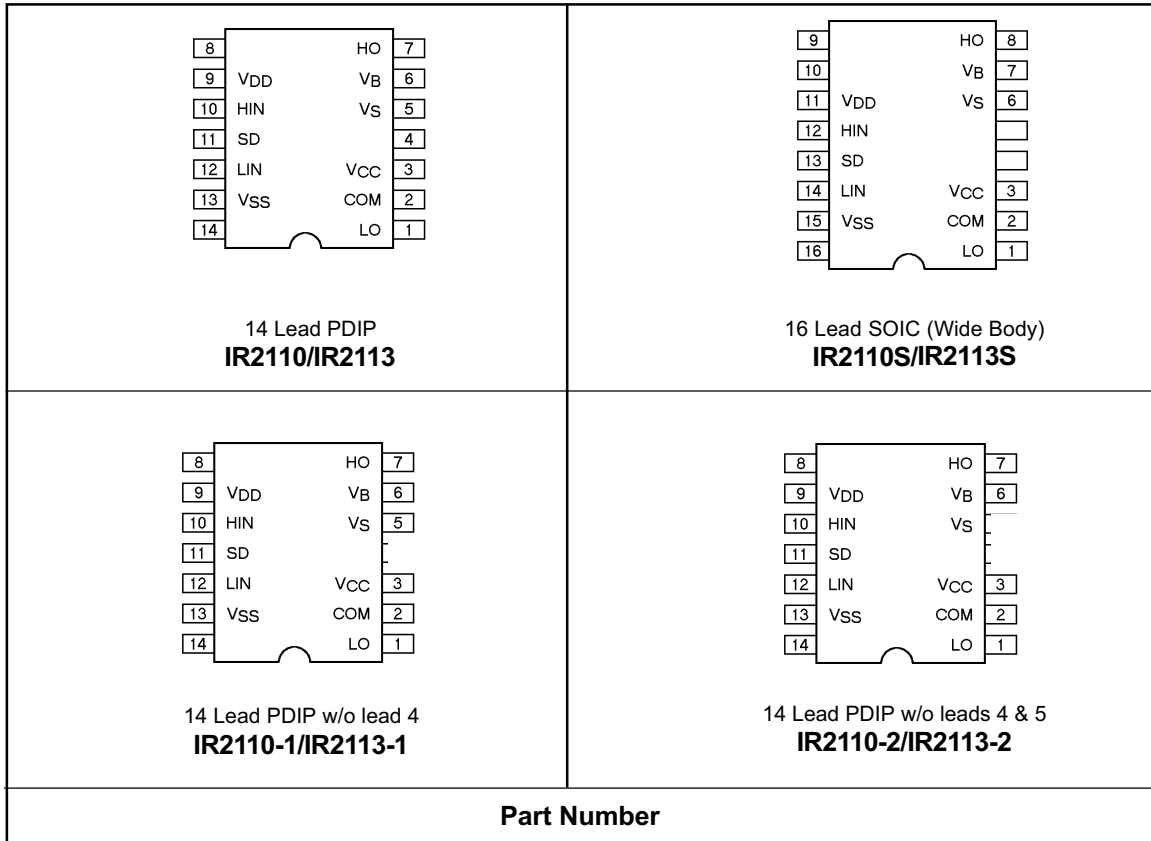
Functional Block Diagram



Lead Definitions

Symbol	Description
V _{DD}	Logic supply
HIN	Logic input for high side gate driver output (HO), in phase
SD	Logic input for shutdown
LIN	Logic input for low side gate driver output (LO), in phase
V _{SS}	Logic ground
V _B	High side floating supply
HO	High side gate drive output
V _S	High side floating supply return
V _{CC}	Low side supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

Lead Assignments



IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IR Rectifier

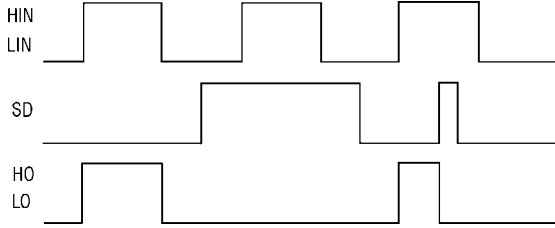


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

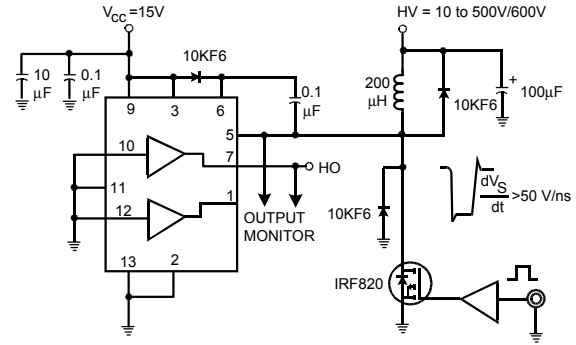


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

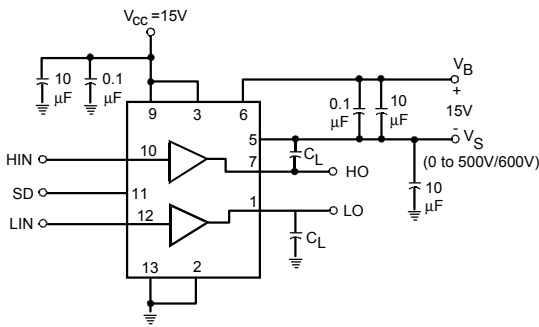


Figure 3. Switching Time Test Circuit

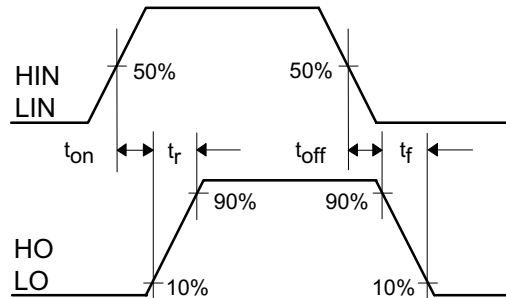


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

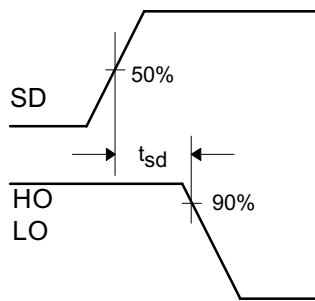


Figure 5. Shutdown Waveform Definitions

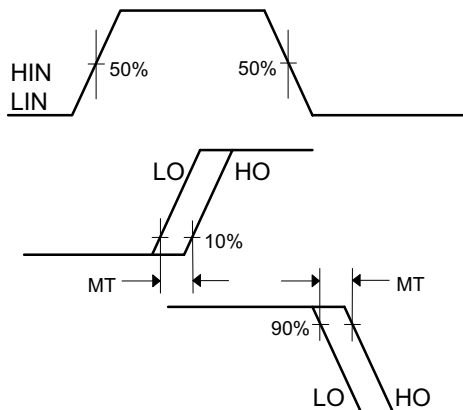


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

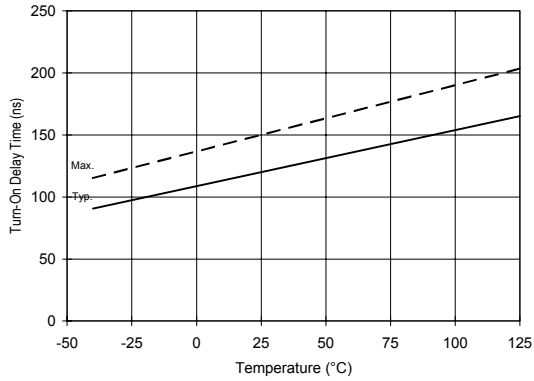


Figure 7A. Turn-On Time vs. Temperature

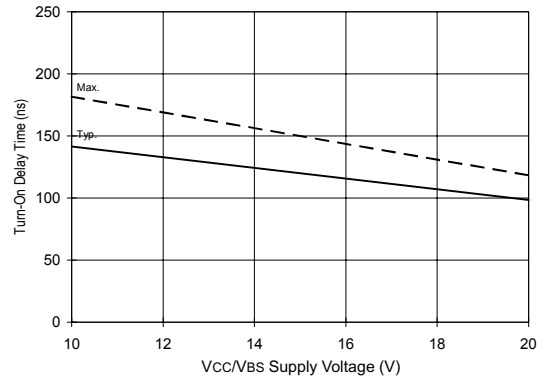


Figure 7B. Turn-On Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

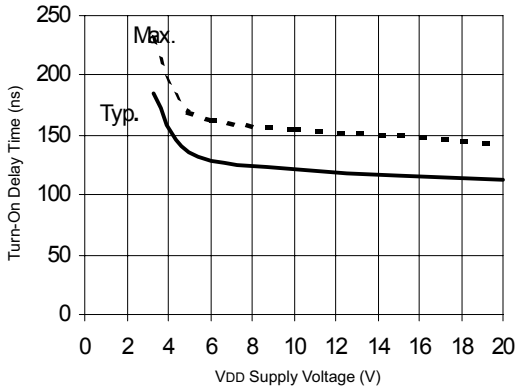


Figure 7C. Turn-On Time vs. VDD Supply Voltage

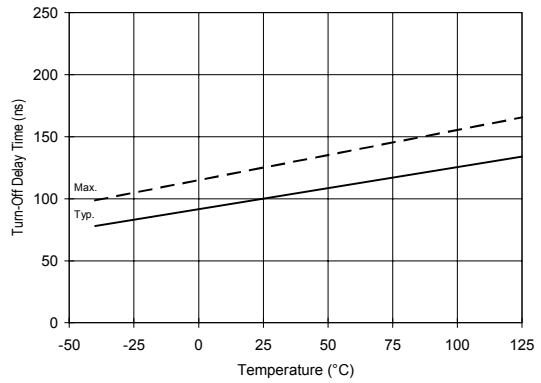


Figure 8A. Turn-Off Time vs. Temperature

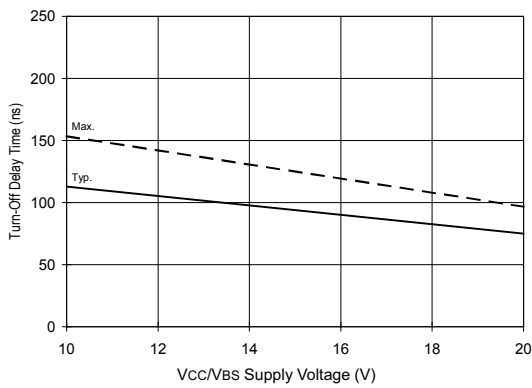


Figure 8B. Turn-Off Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

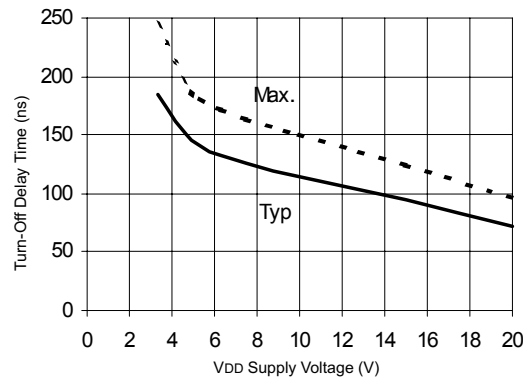


Figure 8C. Turn-Off Time vs. VDD Supply Voltage

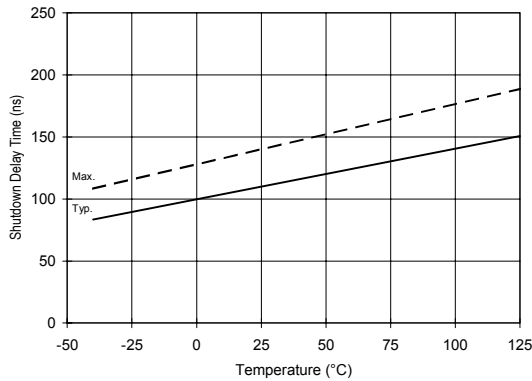


Figure 9A. Shutdown Time vs. Temperature

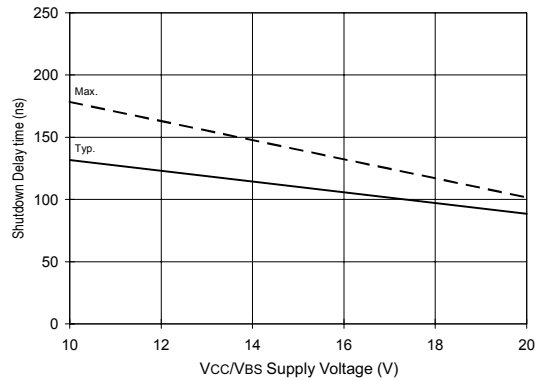


Figure 9B. Shutdown Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

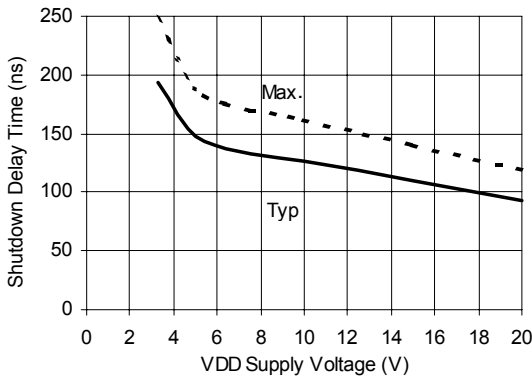


Figure 9C. Shutdown Time vs. VDD Supply Voltage

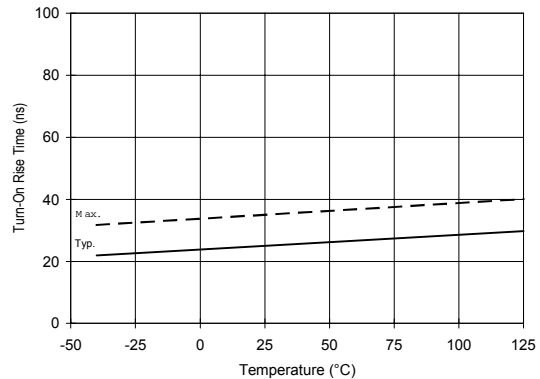


Figure 10A. Turn-On Rise Time vs. Temperature

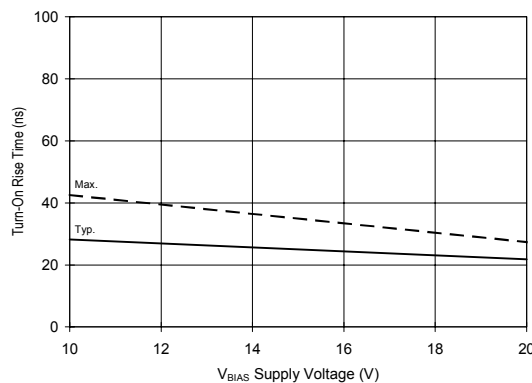


Figure 10B. Turn-On Rise Time vs. Voltage

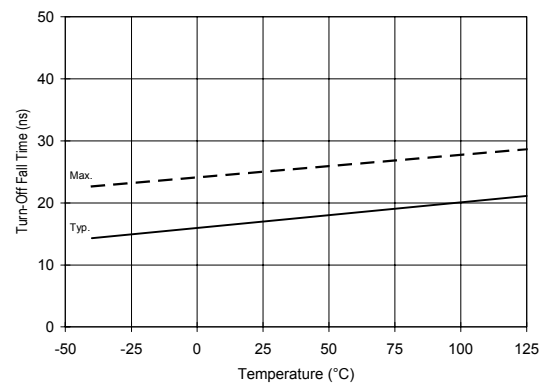


Figure 11A. Turn-Off Fall Time vs. Temperature

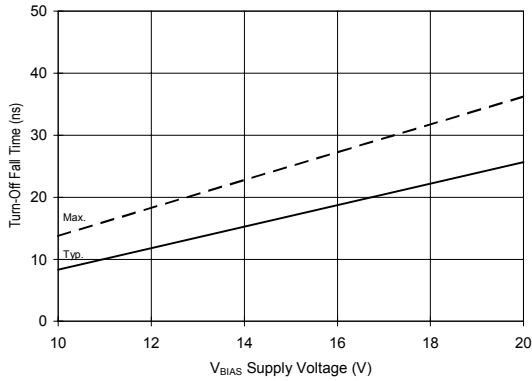


Figure 11B. Turn-Off Fall Time vs. Voltage

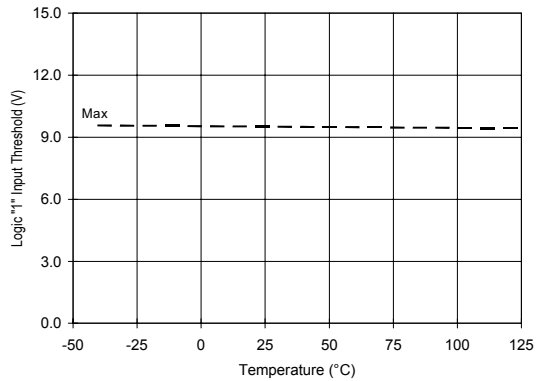


Figure 12A. Logic "1" Input Threshold vs. Temperature

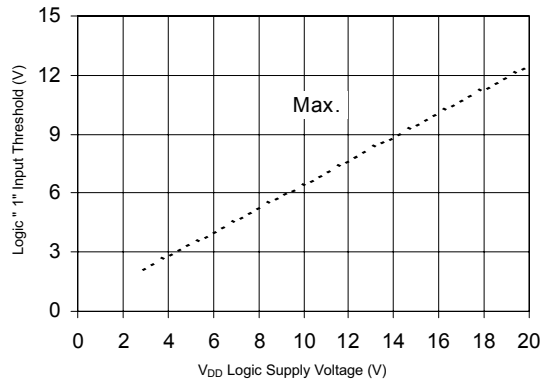


Figure 12B. Logic "1" Input Threshold vs. Voltage

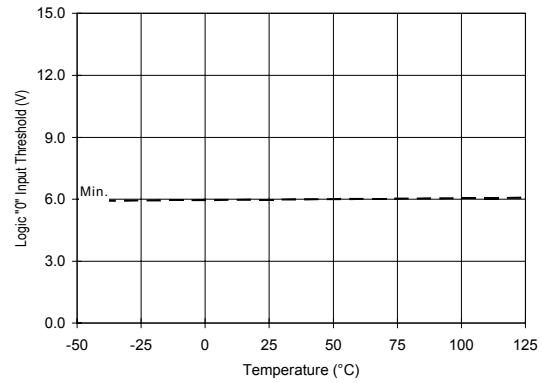


Figure 13A. Logic "0" Input Threshold vs. Temperature

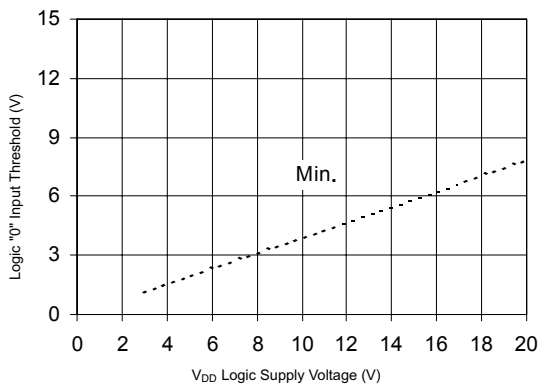


Figure 13B. Logic "0" Input Threshold vs. Voltage

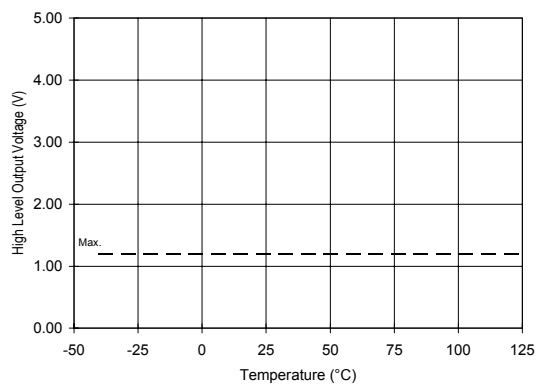


Figure 14A. High Level Output vs. Temperature

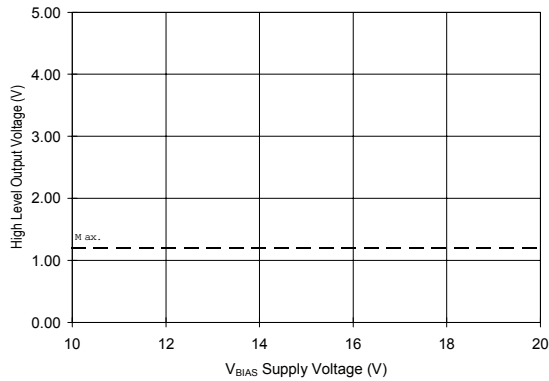


Figure 14B. High Level Output vs. Voltage

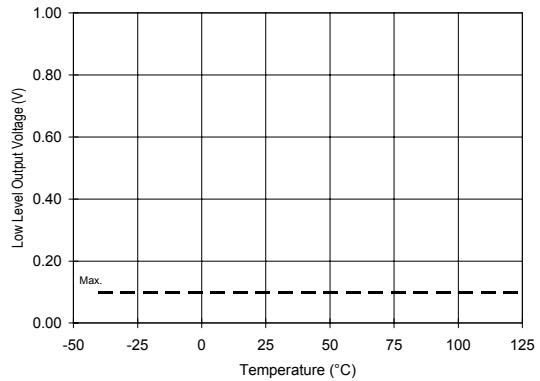


Figure 15A. Low Level Output vs. Temperature

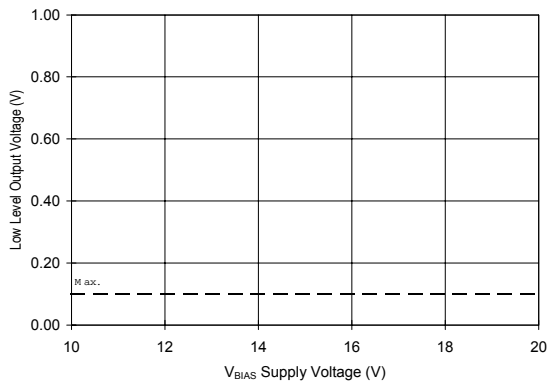


Figure 15B. Low Level Output vs. Voltage

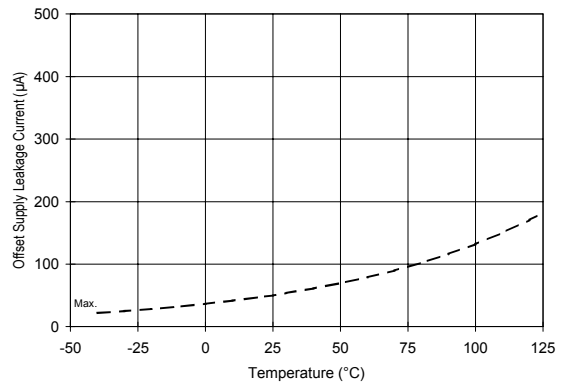


Figure 16A. Offset Supply Current vs. Temperature

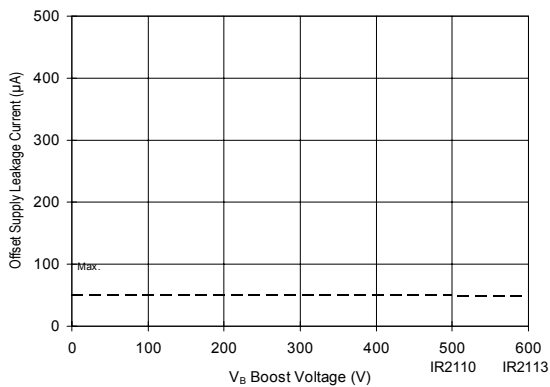


Figure 16B. Offset Supply Current vs. Voltage

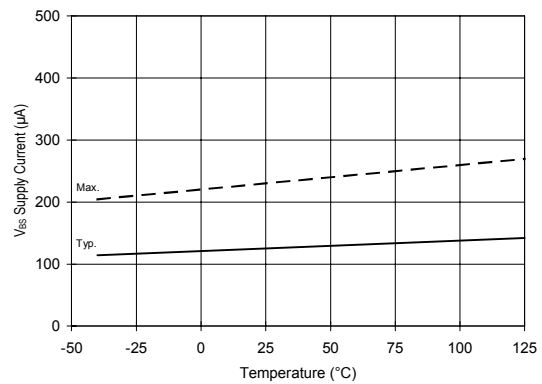


Figure 17A. V_{BS} Supply Current vs. Temperature

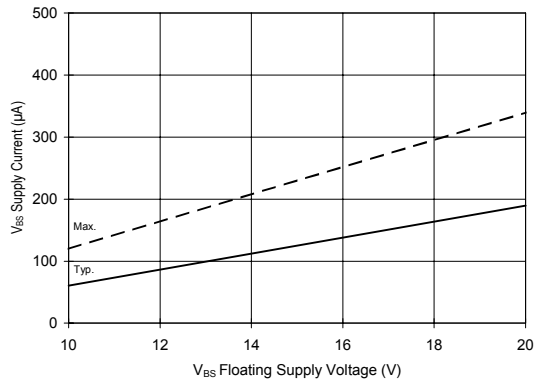


Figure 17B. V_{BS} Supply Current vs. Voltage

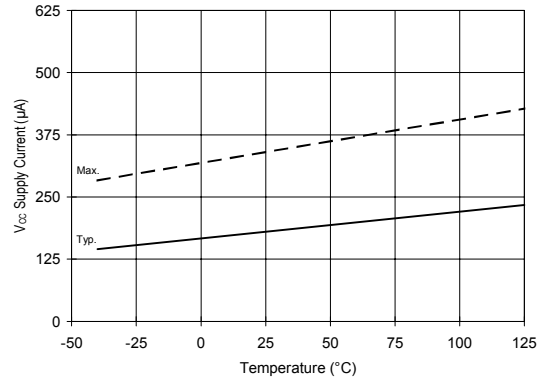


Figure 18A. V_{CC} Supply Current vs. Temperature

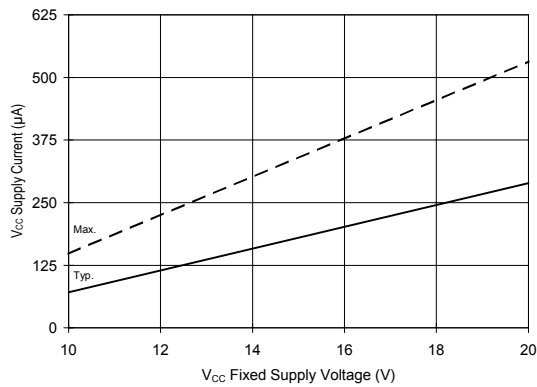


Figure 18B. V_{CC} Supply Current vs. Voltage

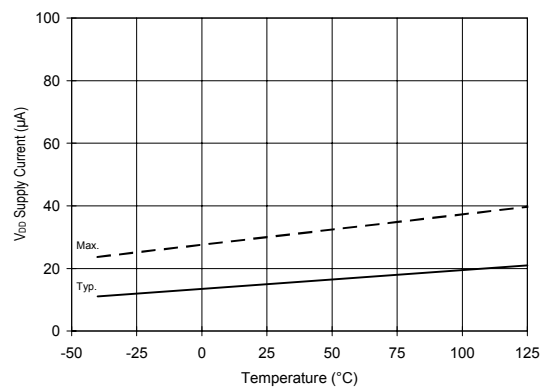


Figure 19A. V_{DS} Supply Current vs. Temperature

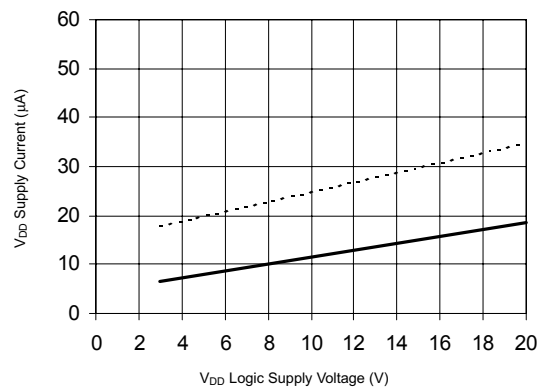


Figure 19B. V_{DD} Supply Current vs. V_{DD} Voltage

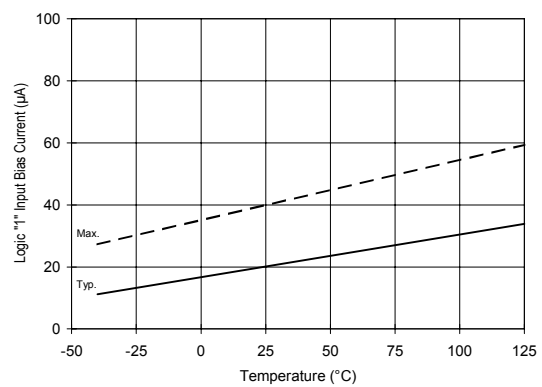


Figure 20A. Logic "1" Input Current vs. Temperature

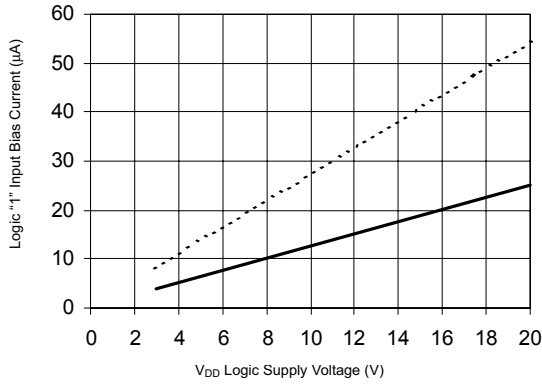


Figure 20B. Logic "1" Input Current vs. V_{DD} Voltage

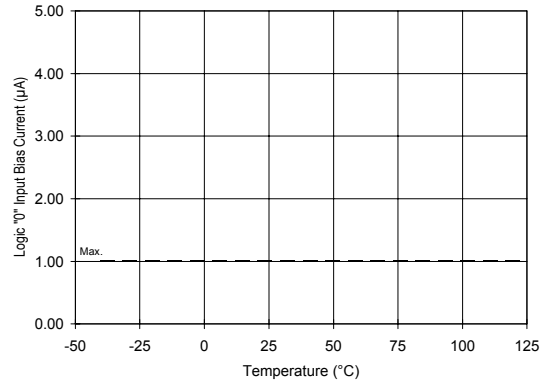


Figure 21A. Logic "0" Input Current vs. Temperature

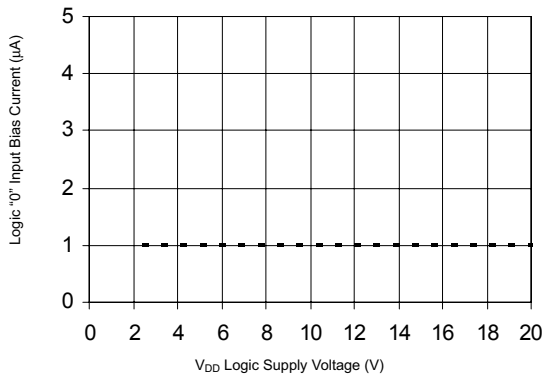


Figure 21B. Logic "0" Input Current vs. V_{DD} Voltage

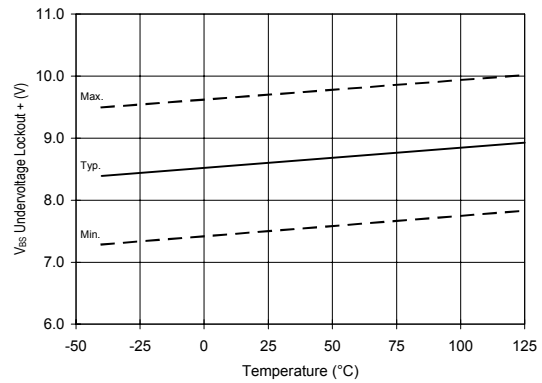


Figure 22. V_{BS} Undervoltage (+) vs. Temperature

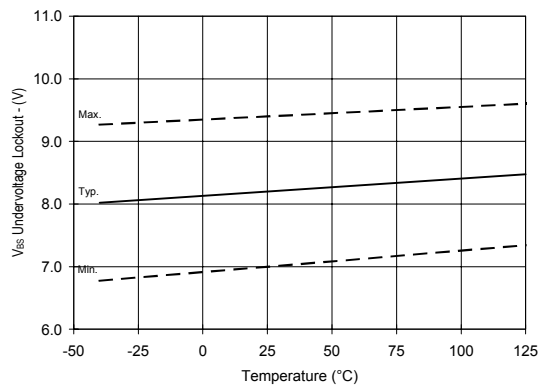


Figure 23. V_{BS} Undervoltage (-) vs. Temperature

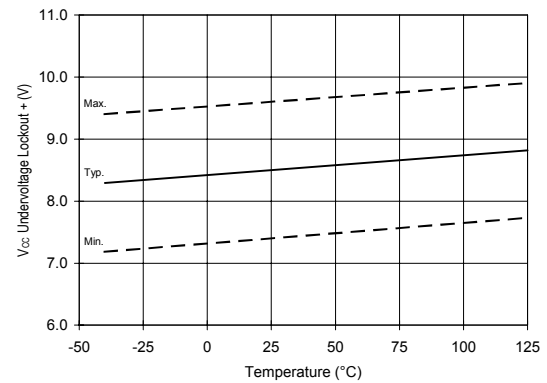


Figure 24. V_{CC} Undervoltage (+) vs. Temperature

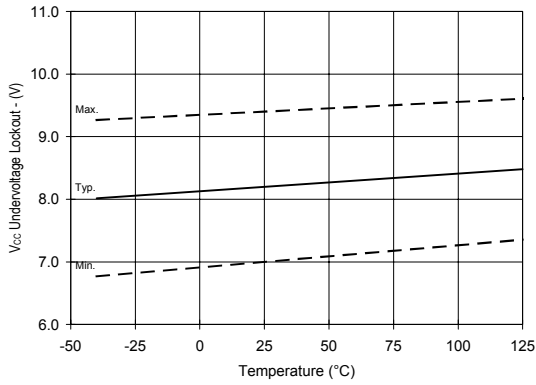


Figure 25. Vcc Undervoltage (-) vs. Temperature

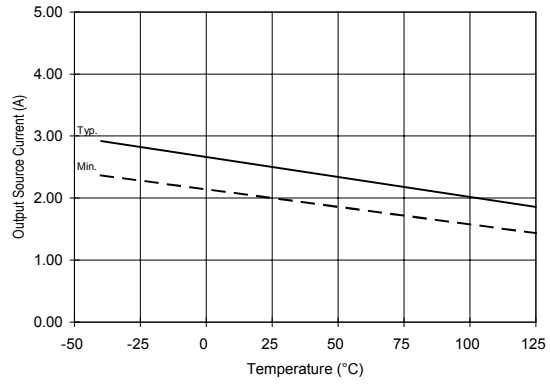


Figure 26A. Output Source Current vs. Temperature

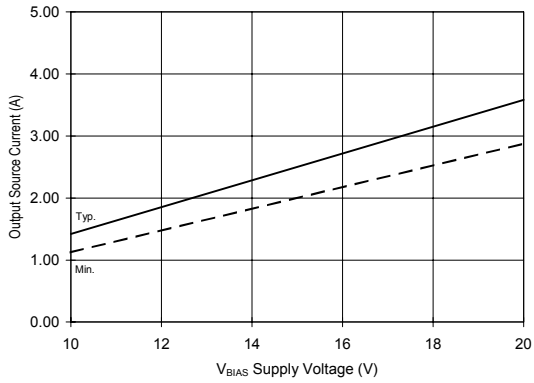


Figure 26B. Output Source Current vs. Voltage

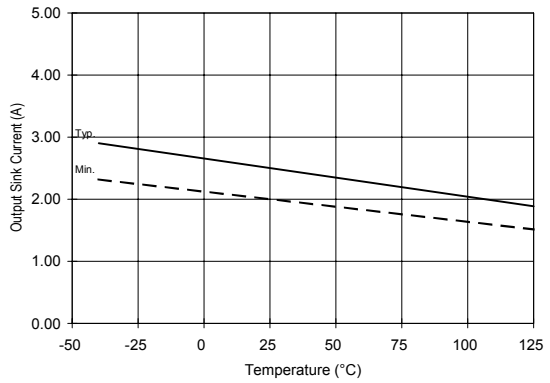


Figure 27A. Output Sink Current vs. Temperature

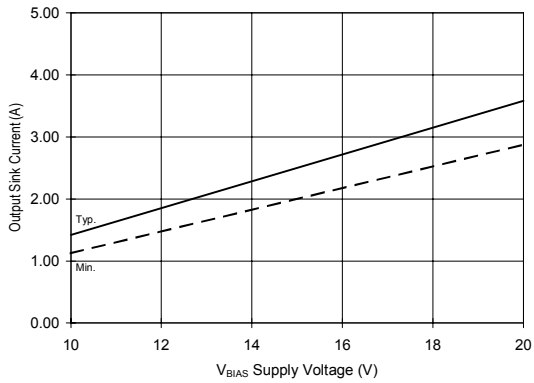


Figure 27B. Output Sink Current vs. Voltage

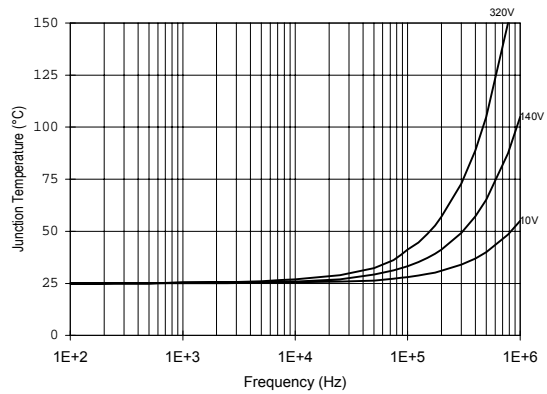


Figure 28. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFBC20) R_{GATE} = 33Ω, V_{CC} = 15V

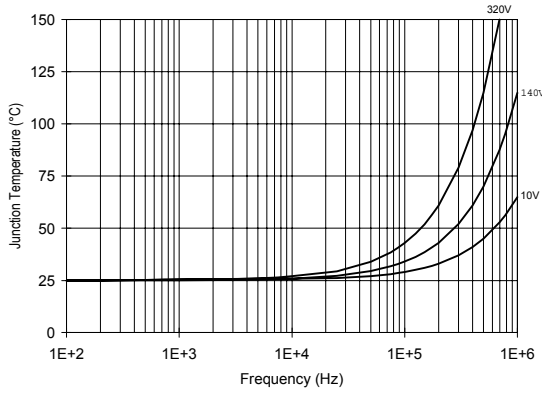


Figure 29. IR2110/IT2113 T_J vs. Frequency (IRFBC30) $R_{GATE} = 22\Omega$, $V_{CC} = 15V$

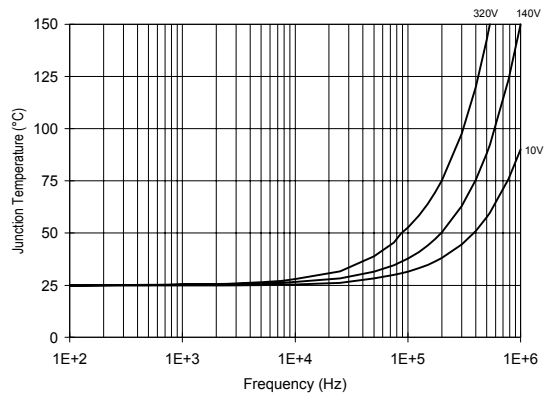


Figure 30. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFBC40) $R_{GATE} = 15\Omega$, $V_{CC} = 15V$

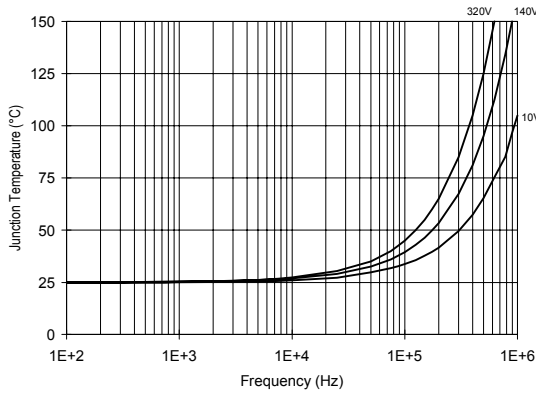


Figure 31. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFPE50) $R_{GATE} = 10\Omega$, $V_{CC} = 15V$

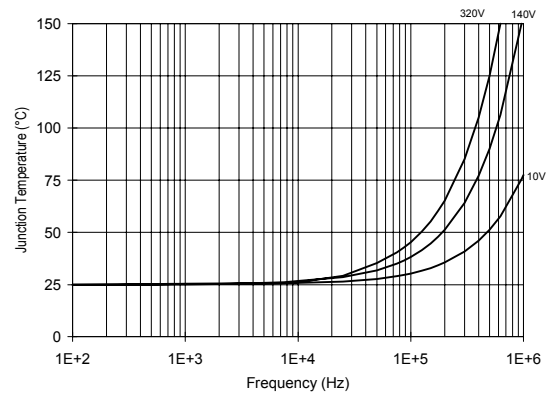


Figure 32. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC20) $R_{GATE} = 33\Omega$, $V_{CC} = 15V$

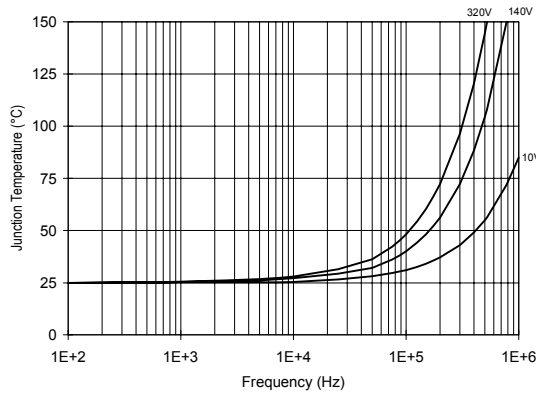


Figure 33. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC30) $R_{GATE} = 22\Omega$, $V_{CC} = 15V$

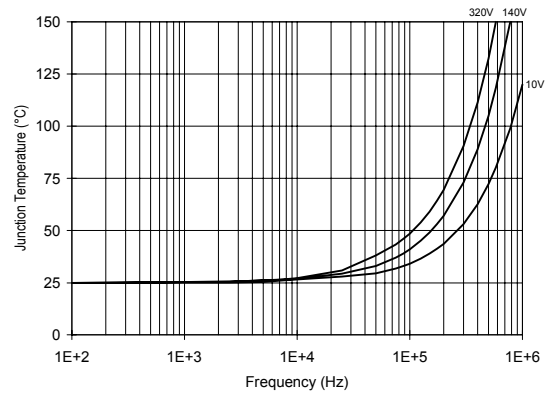


Figure 34. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC40) $R_{GATE} = 15\Omega$, $V_{CC} = 15V$

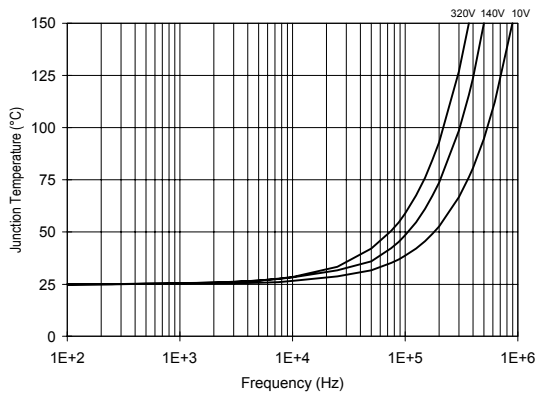


Figure 35. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFPE50) $R_{GATE} = 10\Omega$, $V_{CC} = 15V$

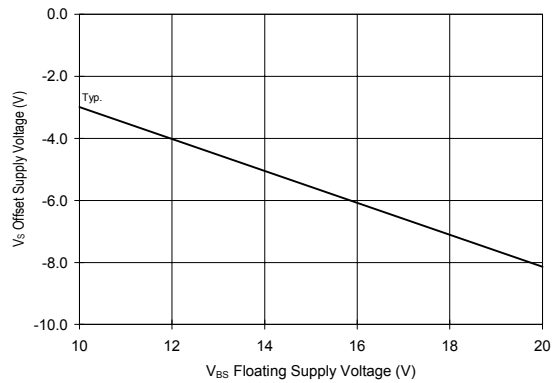


Figure 36. Maximum V_S Negative Offset vs. V_{BS} Supply Voltage

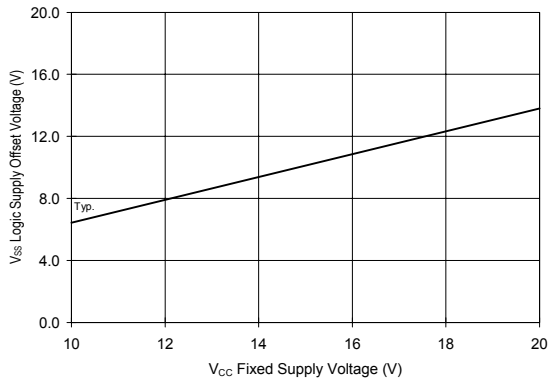
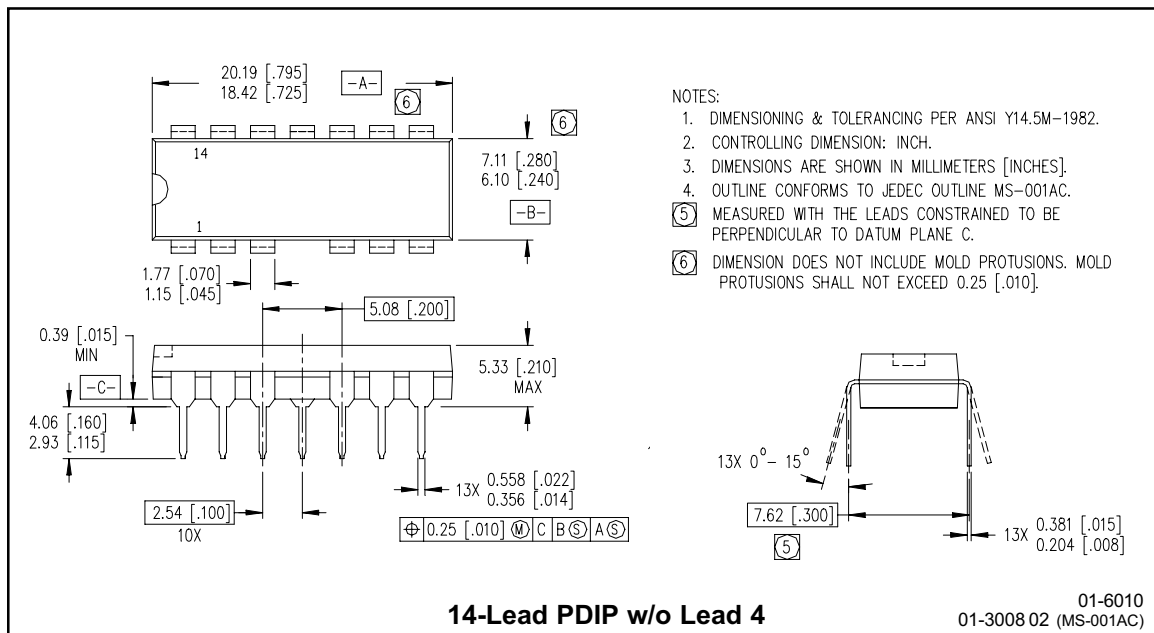
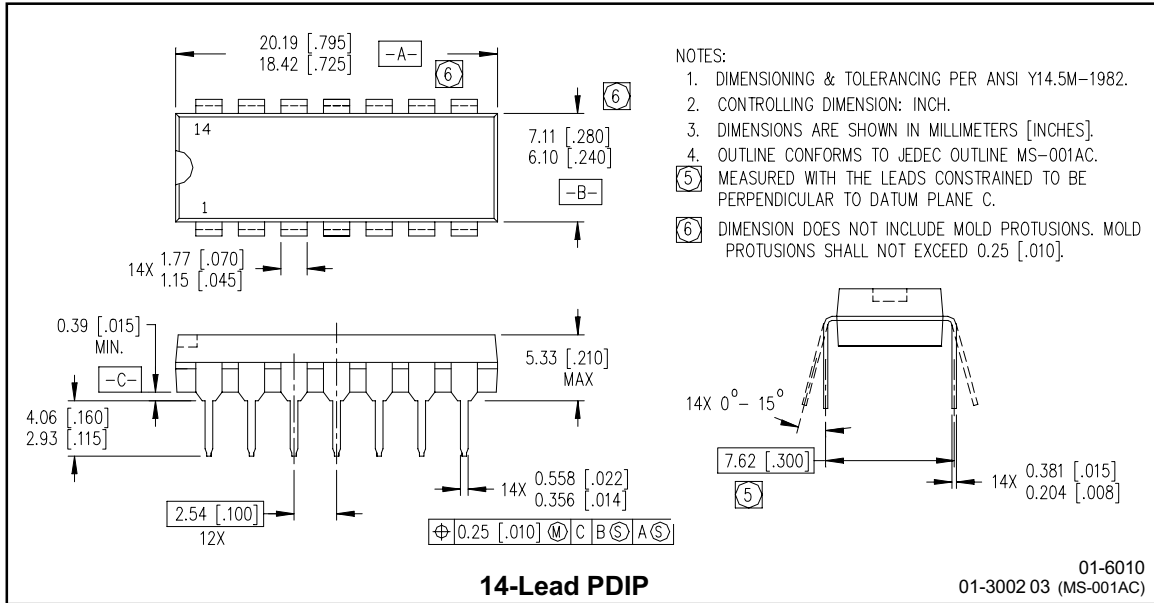
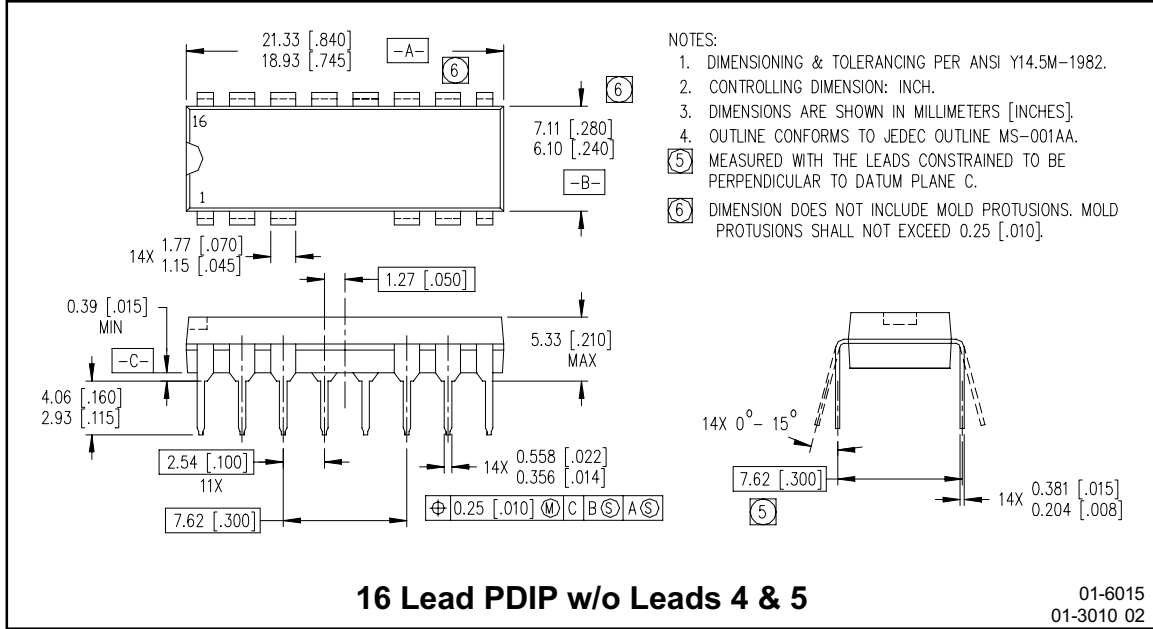


Figure 37. Maximum V_{SS} Positive Offset vs. V_{CC} Supply Voltage

Case Outlines

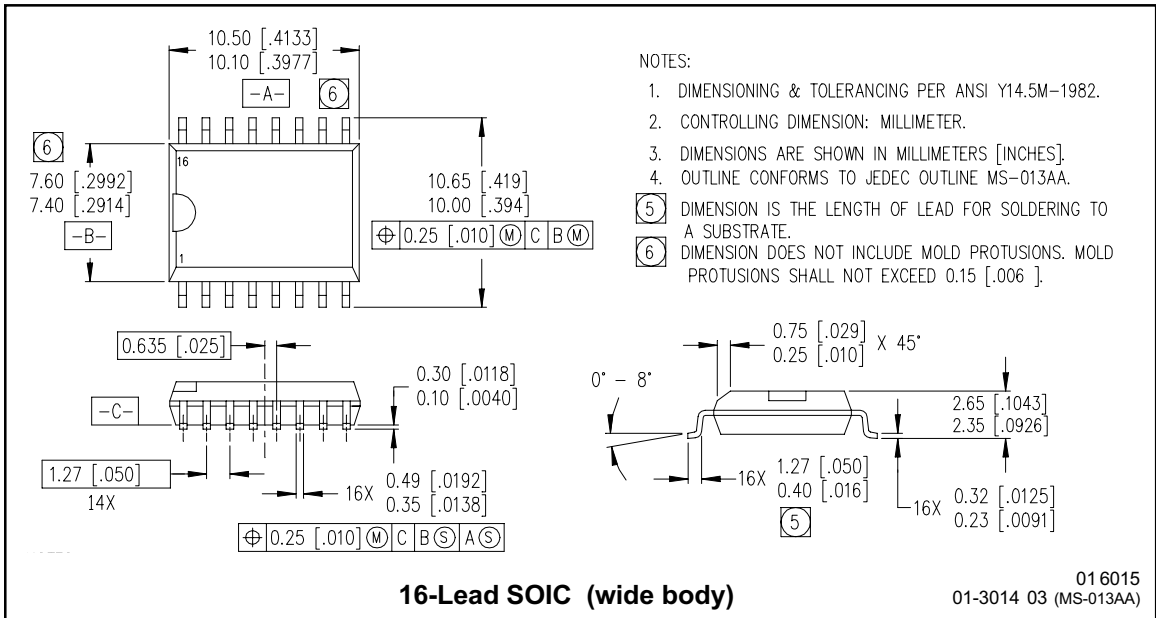


IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF



NOTES:

1. DIMENSIONING & TOLERANCING PER ANSI Y14.5M-1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSIONS ARE SHOWN IN MILLIMETERS [INCHES].
4. OUTLINE CONFORMS TO JEDEC OUTLINE MS-001AA.
- ⑤ MEASURED WITH THE LEADS CONSTRAINED TO BE PERPENDICULAR TO DATUM PLANE C.
- ⑥ DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD PROTUSIONS. MOLD PROTUSIONS SHALL NOT EXCEED 0.25 [.010].



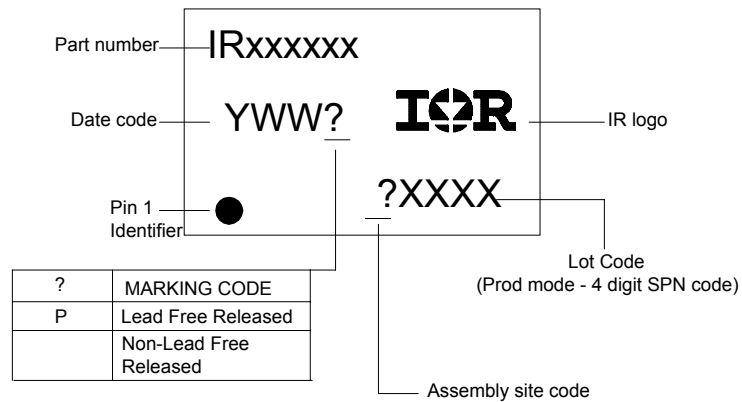
NOTES:

1. DIMENSIONING & TOLERANCING PER ANSI Y14.5M-1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS ARE SHOWN IN MILLIMETERS [INCHES].
4. OUTLINE CONFORMS TO JEDEC OUTLINE MS-013AA.
- ⑤ DIMENSION IS THE LENGTH OF LEAD FOR SOLDERING TO A SUBSTRATE.
- ⑥ DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD PROTUSIONS. MOLD PROTUSIONS SHALL NOT EXCEED 0.15 [.006].

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IR Rectifier

LEADFREE PART MARKING INFORMATION



ORDER INFORMATION

Part only available Lead Free

14-Lead PDIP IR2110 order IR2110PbF
14-Lead PDIP IR2110-1 order IR2110-1PbF
14-Lead PDIP IR2110-2 order IR2110-2PbF
14-Lead PDIP IR2113 order IR2113PbF
14-Lead PDIP IR2113-1 order IR2113-1PbF
14-Lead PDIP IR2113-2 order IR2113-2PbF
16-Lead SOIC IR2110S order IR2110SPbF
16-Lead SOIC IR2113S order IR2113SPbF

International
IR Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245 Tel: (310) 252-7105

This product has been qualified per industrial level

Data and specifications subject to change without notice 3/23/2005

Application Note AN-978

HV Floating MOS-Gate Driver ICs

(HEXFET is a trademark of International Rectifier)

Table of Contents

	Page
Gate drive requirement of high-side devices.....	2
A typical block diagram	3
How to select the bootstrap components	5
How to calculate the power dissipation in an MGD.....	6
How to deal with negative transients on the V_s pin	9
Layout and other general guidelines	11
How to boost gate drive current to drive modules.....	14
How to provide a continuous gate drive	17
How to generate a negative gate bias.....	19
How to drive a buck converter.....	22
Dual forward converter and switched reluctance motor drives	24
Full bridge with current mode control	24
Brushless and induction motor drives	26
Push-pull	27
High-side P-channel.....	27
Troubleshooting guidelines	28

1. GATE DRIVE REQUIREMENTS OF HIGH-SIDE DEVICES

The gate drive requirements for a power MOSFET or IGBT utilized as a high-side switch (the drain is connected to the high voltage rail, as shown in Figure 1) driven in full enhancement (i.e., lowest voltage drop across its terminals) can be summarized as follows:

1. Gate voltage must be 10 V to 15 V higher than the source voltage. Being a high-side switch, such gate voltage would have to be higher than the rail voltage, which is frequently the highest voltage available in the system.
2. The gate voltage must be controllable from the logic, which is normally referenced to ground. Thus, the control signals have to be level-shifted to the source of the high-side power device, which, in most applications, swings between the two rails.
3. The power absorbed by the gate drive circuitry should not significantly affect the overall efficiency.

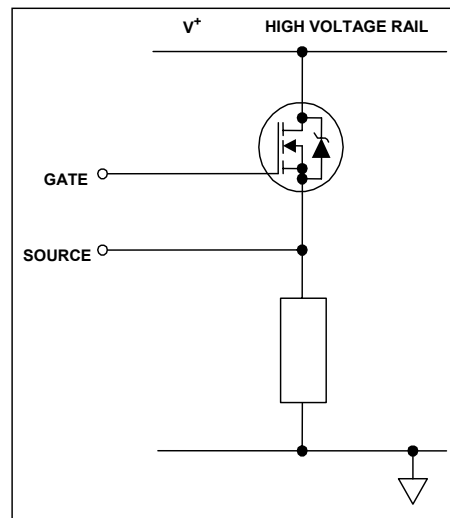


Figure 1: Power MOSFET in the High-Side Configuration

With these constraints in mind, several techniques are presently used to perform this function, as shown in principle in Table I (see pg. 29). Each basic circuit can be implemented in a wide variety of configurations.

International Rectifier's family of MOS-gate drivers (MGDs) integrate most of the functions required to drive one high-side and one low-side power MOSFET or IGBT in a compact, high performance package. With the addition of few components, they provide very fast switching speeds, as shown in Table II (see pg. 30) for the IRS2110, and low power dissipation. They can operate on the bootstrap principle or with a floating power supply. Used in the bootstrap mode, they can operate in most applications from frequencies in the tens of Hz up to hundreds of kHz.

2. TYPICAL BLOCK DIAGRAM

The block diagram of the IRS2110 will be used to illustrate the typical structure of most MGDs; this is shown in Figure 2. It comprises a drive circuit for a ground referenced power transistor, another for a high-side one, level translators and input logic circuitry

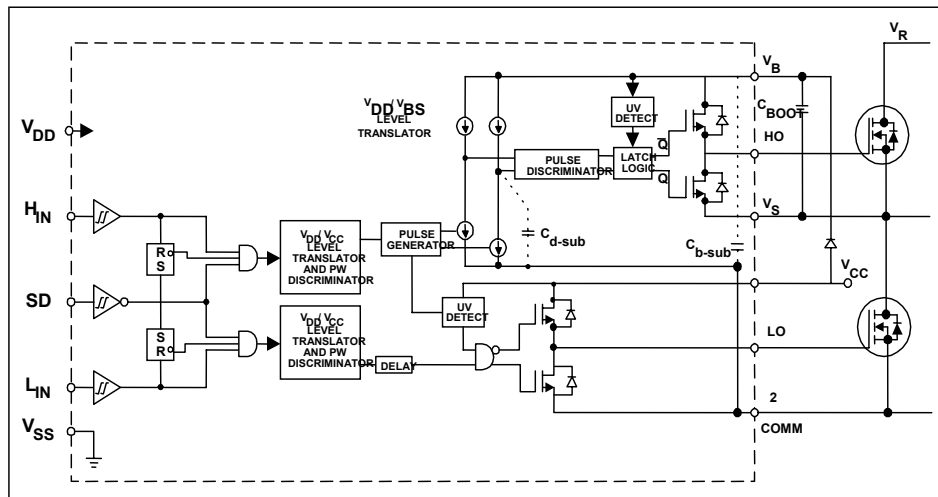


Figure 2: Block Diagram of the IRS2110

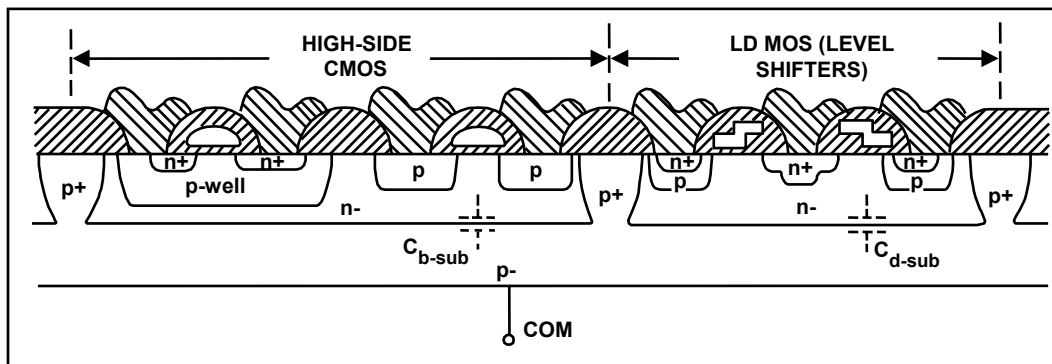


Figure 3: Silicon Cross-Section Showing the Parasitic Capacitances

2.1 Input Logic

Both channels are controlled by TTL/CMOS compatible inputs. The transition thresholds are different from device to device. Some MGDs, (e.g., IRS211x) have the transition threshold proportional to the logic supply V_{DD} (3 to 20 V) and Schmitt trigger buffers with hysteresis equal to 10% of V_{DD} to accept inputs with long rise time. Other MGDs (e.g., IRS210x, IRS212x, and IRS213x devices) have a fixed transition from logic 0 to logic 1 between 1.5 V to 2 V. Some MGDs can drive only one high-side power device (e.g., IRS2117, IRS2127, and IRS21851). Others can drive one high-side and one low-side power device. Others can drive a full three-phase bridge (e.g., the IRS213x and IRS263x families). It goes without saying that any high-side driver can also drive a low-side device. Those MGDs with two gate drive channel can have dual, hence independent, input commands or a single input command with complementary drive and predetermined deadtime.

Those applications that require a minimum deadtime should use MGDs with integrated deadtime (half-bridge driver) or a high- and low-side driver in combination with passive components to provide the needed deadtime, as shown in Section 12. Typically, the propagation delay between input command and gate drive output is approximately the same for both channels at turn-on as well as turn-off (with temperature dependence as characterized in the datasheet). For MGDs with a positive high shutdown function (e.g., IRS2110), the outputs are shutdown internally, for the remainder of the cycle, by a logic 1 signal at the shut down input.

The first input command after the removal of the shutdown signal clears the latch and activates its channel. This latched shutdown lends itself to a simple implementation of a cycle-by-cycle current control, as exemplified in Section 12. The signals from the input logic are coupled to the individual channels through high noise immunity level translators. This allows the ground reference of the logic supply (V_{SS}) to swing by ± 5 V with respect to the power ground (COM). This feature is of great help in coping with the less than ideal ground layout of a typical power conditioning circuit. As a further measure of noise immunity, a pulse-width discriminator screens out pulses that are shorter than 50 ns or so.

2.2 Low-Side Channel

The driver's output stage is implemented either with two n-channel MOSFETs in the totem pole configuration (source follower as a current source and common source for current sinking), or with an n-channel and a p-channel CMOS inverter stage. Each MOSFET can sink or source gate currents from 0.12 A to 4 A, depending on the MGD. The source of the lower driver is independently brought out to the COM pin so that a direct connection can be made to the source of the power device for the return of the gate drive current. The relevance of this will be seen in Section 5. An undervoltage lockout prevents either channel from operating if V_{CC} is below the specified value (typically 8.6/8.2 V).

Any pulse that is present at the input pin for the low-side channel when the UV lockout is released turns on the power transistor from the moment the UV lockout is released. This behavior is different from that of the high-side channel, as we will see in the next subsection.

2.3 High-Side Channel

This channel has been built into an "isolation tub" (Figure 3) capable of floating from 500 V or 1200 V to -5 V with respect to power ground (COM). The tub "floats" at the potential of V_S . Typically this pin is connected to the source of the high-side device, as shown in Figure 2 and swings with it between the two rails.

If an isolated supply is connected between V_B and V_S , the high-side channel will switch the output (HO) between the positive of this supply and its ground in accordance with the input command.

One significant feature of MOS-gated transistors is their capacitive input characteristic (i.e., the fact that they are turned on by supplying a charge to the gate rather than a continuous current). If the high-side channel is driving one such device, the isolated supply can be replaced by a bootstrap capacitor (C_{BOOT}), as shown in Figure 2.

The gate charge for the high-side MOSFET is provided by the bootstrap capacitor which is charged by the 15 V supply through the bootstrap diode during the time when the device is off (assuming that V_S swings to ground during that time, as it does in most applications). Since the capacitor is charged from a low voltage source the power consumed to drive the gate is small. The input commands for the high-side channel have to be level-shifted from the level of COM to whatever potential the tub is floating at which can be as high as 1200 V. As shown in Figure 2 the on/off commands are transmitted in the form of narrow pulses at the rising and falling edges of the input command. They are latched by a set/reset flip-flop referenced to the floating potential.

The use of pulses greatly reduces the power dissipation associated with the level translation. The pulse discriminator filters the set/reset pulses from fast dv/dt transients appearing on the V_S node so that switching rates as high as 50 V/ns in the power devices will not adversely affect the operation of the MGD. This channel has its own undervoltage lockout (on some MGDs) which blocks the gate drive if the voltage between V_B and V_S (i.e., the voltage across the upper totem pole) is below its limits. The operation of the UV lockout differs from the one on V_{CC} in one detail: the first pulse *after* the UV lockout has released the channel changes the state of the output. The high voltage level translator circuit is designed to function properly even when the V_S node swings below the COM pin by a voltage indicated in the datasheet (typically 5 V). This occurs due to the forward recovery of the lower power diode or to the Ldi/dt induced voltage transient. Section 5 gives directions on how to limit this negative voltage transient.

2.4 Supply Clamp

Many of the MGDs feature integrated supply clamps of 20 V or 25 V to protect against supply transients. Exceeding this clamp voltage for a substantial period of time will cause irreversible damage to the control IC.

3. HOW TO SELECT THE BOOTSTRAP COMPONENTS

As shown in Figure 2, the bootstrap diode and capacitor are the only external components strictly required for operation in a standard PWM application. Local decoupling capacitors on the V_{CC} (and digital) supply are useful in practice to compensate for the inductance of the supply lines.

The voltage seen by the bootstrap capacitor is the V_{CC} supply only. Its capacitance is determined by the following constraints:

1. Gate voltage required to enhance MGT
2. I_{QBS} - quiescent current for the high-side driver circuitry
3. Currents within the level shifter of the control IC
4. MGT gate-source forward leakage current
5. Bootstrap capacitor leakage current

Factor 5 is only relevant if the bootstrap capacitor is an electrolytic capacitor, and can be ignored if other types of capacitor are used. Therefore it is always better to use a non-electrolytic capacitor if possible. For more detailed information on bootstrap component selection see *DT98-2a "Bootstrap Component Selection for Control IC's."*

The minimum bootstrap capacitor value can be calculated from the following equation:

$$C \geq \frac{2 \left[2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f} \right]}{V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{Min}}$$

where:

Q_g = Gate charge of high-side FET

f = frequency of operation

$I_{Cbs(leak)}$ = bootstrap capacitor leakage current

$I_{qbs(max)}$ = Maximum V_{BS} quiescent current

V_{CC} = Logic section voltage source

V_f = Forward voltage drop across the bootstrap diode

V_{LS} = Voltage drop across the low-side FET or load

V_{Min} = Minimum voltage between V_B and V_S .

Q_{ls} = level shift charge required per cycle (typically 5 nC for 500 V/600 V MGDs and 20 nC for 1200 V MGDs)

The bootstrap diode must be able to block the full voltage seen in the specific circuit; in the circuits of Figures 25, 28 and 29 this occurs when the top device is on and is about equal to the voltage across the power rail. The current rating of the diode is the product of gate charge times switching frequency. For an IRF450 HEXFET power MOSFET operating at 100 kHz it is approximately 12 mA.

The high temperature reverse leakage characteristic of this diode can be an important parameter in those applications where the capacitor has to hold the charge for a prolonged period of time. For the same reason it is important that this diode have an ultra-fast recovery to reduce the amount of charge that is fed back from the bootstrap capacitor into the supply.

4. HOW TO CALCULATE THE POWER DISSIPATION IN AN MGD

The total losses in an MGD result from a number of factors that can be grouped under low voltage (static and dynamic) and high voltage (static and dynamic) conditions.

- a) Low voltage static losses ($P_{D,q(LV)}$) are due to the quiescent currents from the low voltage supplies (e.g., V_{DD} , V_{CC} and V_{SS}). In a typical 15 V application these losses amount to approximately 3.5 mW at 25 °C and increase to approximately 5 mW at $T_J = 125$ °C .
- b) Low voltage dynamic losses ($P_{D,SW(LV)}$) on the V_{CC} supply are due to two different components:

1. Whenever a capacitor is charged or discharged through a resistor, half of the energy that goes into charging the capacitance is dissipated in the resistor. Thus, the losses in the gate drive resistance (internal and external to the MGD) for one complete cycle is the following:

$$P_G = V \cdot Q_G \cdot f$$

For two IRF450 HEXFETs operated at 100 kHz with $V_{gs} = 15\text{ V}$, we have:

$$P_G = 2(15\text{ V})(120\text{ nC})(100\text{ kHz}) = 0.36\text{ W}$$

The factor 2 in the formula is valid in the assumption that two devices are being driven, one per channel. If V_{SS} is generated with a bootstrap capacitor/diode, this power is supplied from V_{CC} . The use of gate resistors reduces the amount of gate drive power that is dissipated inside the MGD by the ratio of the respective resistances. If the internal resistance is $6\ \Omega$, sourcing or sinking, and if the gate resistor is $10\ \Omega$, only 6/16 of P_G is dissipated within the MGD. These losses are not temperature dependent.

2. Dynamic losses associated with the switching of the internal CMOS circuitry can be approximated with the following formula:

$$P_{CMOS} = V_{CC} \cdot Q_{CMOS} \cdot f$$

with Q_{CMOS} between 5 and 30 nC, depending on MGD. In a typical 100 kHz application these losses would amount to tens of mW, (these losses are largely independent of temperature).

- c) High voltage static losses ($P_{D,Q(HV)}$) are mainly due to the leakage currents in the level shifting stage. They are dependent on the voltage applied to the V_S pin and they are proportional to the duty cycle, since they only occur when the high-side power device is on. If V_S is kept continuously at 400 V they would typically be 0.06 mW at 25 °C and increase to approximately 2.25 mW at 125 °C. These losses would be virtually zero if V_S is grounded, as in a push-pull or similar topology.
- d) High voltage switching losses ($P_{D,SW(HV)}$) comprise two terms, one due to the level shifting circuit (see Figure 2) and one due to the charging and discharging of the capacitance of the high-side p-well (C_{b-sub} in Figure 3).

1. Whenever the high-side flip-flop is reset, a command to turn-off the high-side device (i.e., to set the flip-flop) causes a current to flow through the level-shifting circuit. This charge comes from the high voltage bus through the power device and the bootstrap capacitor. If the high-side flip-flop is set and the low-side power device is on, a command to reset it causes a current to flow from V_{CC} , through the diode. Thus, for a half-bridge operating from a rail voltage V_R , the combined power dissipation is:

$$(V_R + V_{CC}) \times Q_P \times f$$

where Q_P is the charge absorbed by the level shifter, and f the switching frequency of the high-side channel. Q_P is approximately 4 nC at $V_R = 50\text{ V}$ and increases to 7 nC as the rail voltage increases to 500 V. In a typical 400 V, 100 kHz application these losses would amount to approximately 0.3 W. This includes the charging and discharging of C_{d-sub} . There is a third possible source for Q_P , when the high-side flip-flop is being reset (i.e., the power device is being turned on) and the low-side power device is off. In this case the charge comes from the high voltage bus, through the device capacitances and leakages or through the load. The power dissipation is somewhat higher than what would be calculated from the above expression. In a push-pull or other topology where V_S is grounded, both level shifting charges are supplied from V_{CC} with significantly lower losses.

2. In a high-side/low-side power circuit the well capacitance C_{b-sub} is charged and discharged every time V_S swings between V_R and COM. Charging current is supplied by the high voltage rail through the power device and the epi resistance. Discharge occurs through

the lower device and the epi resistance. The losses incurred in charging or discharging a capacitor through a resistor is equal to $QV/2$, regardless of the value of resistance. However, much of these losses occur outside the bridge driver, since the epi resistance is negligible compared to the internal resistance of the power devices during their switching transitions. Assuming a charge value of 7 nC at 450 V and an operating frequency of 100 kHz, the *total* losses caused by the charging and discharging of this capacitance amount to:

$$P_{\text{Total}} = V \times Q \times f = 450 \text{ V}(7 \text{ nC})(100 \text{ kHz}) = 0.31 \text{ W}$$

If V_S is grounded the capacitor is charged at a fixed voltage and these losses would be zero. $C_{\text{b-sub}}$ (like $C_{\text{d-sub}}$) is a reverse biased junction and its capacitance is a strong function of voltage. These charges are not temperature dependent.

The above discussion on losses can be summarized as follows:

- The dominant losses are switching and, in high voltage applications at 100 kHz or above, the static losses in a) and c) can be neglected outright.
- The temperature dependence of the switching losses is not significant;
- The combined losses are a function of the control mode, as well as the electrical parameters and temperature.

Knowing the power losses in the MGD, the maximum ambient temperature can be calculated (and vice-versa) from the following expression:

$$T_{\text{A,max}} = T_{\text{J,max}} - PD \times R_{\text{th,JA}}$$

where $R_{\text{th,JA}}$ is the thermal resistance from die to ambient.

The following example shows a typical breakdown of losses for two IRF830s in a half-bridge, from a 400 V rail, 100 kHz, no load, and no gate resistors.

$$P_{\text{D,q(LV)}} = 0.004 \text{ W}$$

$$P_{\text{D,SW(LV)}} = P_{\text{CMOS}} = (15 \text{ V})(16 \text{ nC})(100 \text{ kHz}) = 0.024 \text{ W}$$

$$P_{\text{G}} = 2(15 \text{ V})(28 \text{ nC})(100 \text{ kHz}) = 0.084 \text{ W}$$

$$P_{\text{D,q(HV)}} = 0.002 \text{ W}$$

$$P_{\text{D,SW(HV)}} = (400 \text{ V} + 200 \text{ V})(7 \text{ nC})(100 \text{ kHz}) = 0.42 \text{ W}$$

$$\text{Total power loss} = 0.534 \text{ W}$$

The value of 200 V in the formula to calculate $P_{\text{D,SW(HV)}}$ is appropriate at no load, i.e., the output of the half-bridge settles on a voltage that is between the two rails (See Section 4.2.d.1)

The actual junction temperature can be measured while in operation by pulling 1 mA from the shutdown pin with the help of an adjustable current source (like the LM334). The voltage at the pin is 650 mV at 25 °C, decreasing by 2 mV/°C. Changes in this voltage are a reasonable indication of the temperature of the die.

5. HOW TO DEAL WITH NEGATIVE TRANSIENTS ON THE V_S PIN

Of the problems caused by parasitics, one of the main issues for control ICs is a tendency for the V_S node to undershoot the ground following switching events. Conversely, overshoot does not generally present a problem due to the high differential voltage capability of International Rectifier's proven HVIC process.

International Rectifier's control ICs are guaranteed to be completely immune to V_S undershoot of at least 5 V, measured with respect to COM. If undershoot exceeds this level, the high-side output will temporarily latch in its current state. Provided V_S remains within absolute maximum limits the IC will not suffer damage, however the high-side output buffer will not respond to input transitions while undershoot persists beyond 5 V. This mode should be noted but proves trivial in most applications, as the high-side is not usually required to change state immediately following a switching event.

The signals listed below should be observed both in normal operation and during high-stress events such as short circuit or over-current shutdown, when di/dt is highest. Readings should always be taken directly across IC pins as shown in Figure 4, so that contributions from the parasitics in the drive coupling are included in the measurement.

- (1) High-side offset with respect to common; V_S -COM
- (2) The floating supply; $V_B - V_S$

The following guidelines represent good practice in control IC circuits and warrant attention regardless of the observed latch-up safety margin.

5.1 Minimize the parasitics

- 1a. Use thick, direct tracks between switches with no loops or deviation.
- 1b. Avoid interconnect links. These can add significant inductance.
- 1c. Reduce the effect of lead-inductance by lowering package height above the PCB.
- 1d. Consider co-locating both power switches to reduce track lengths.

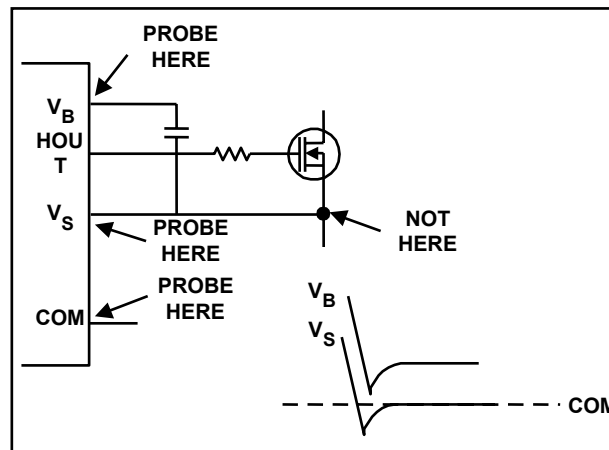


Figure 4: Considering the V_S Spike During the Reverse Recovery

5.2 Reduce control IC exposure

- 2a. Connect V_S and COM as shown in Figure 6.
- 2b. Minimize parasitics in the gate drive circuit by using short, direct tracks.
- 2c. Locate the control IC as close as possible to the power switches.

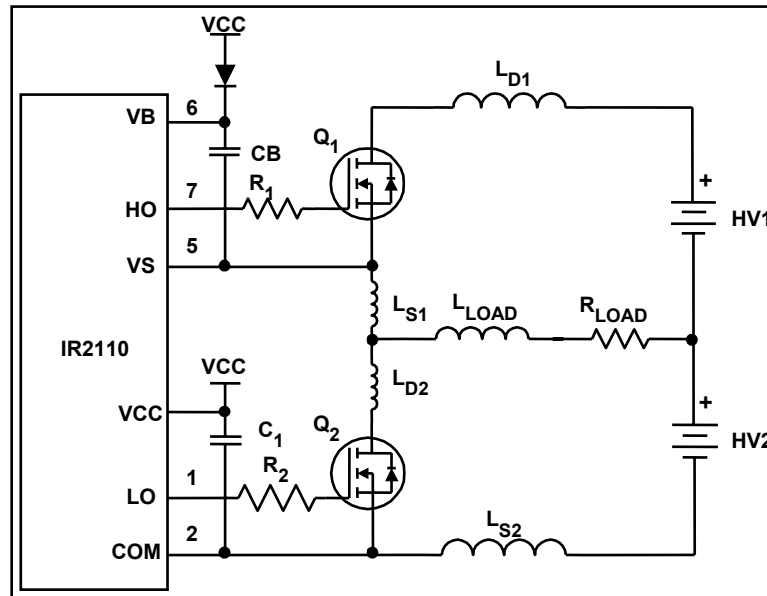


Figure 5A: Typical Half-Bridge Circuit with Stray Inductances

Improve local decoupling.

- 3a. Increase the bootstrap capacitor (C_B) value to above $0.47 \mu\text{F}$ using at least one low-ESR capacitor. This will reduce overcharging from severe V_S undershoot.
- 3b. Use a second low-ESR capacitor from V_{CC} to COM. As this capacitor supports both the low-side output buffer and bootstrap recharge, we recommend a value at least ten times higher than C_B .
- 3c. Connect decoupling capacitors directly across the appropriate pins as shown in Figure 7.
- 3d. If a resistor is needed in series with the bootstrap diode, verify that V_B does not fall below COM, especially during start-up and extremes of frequency and duty cycle.

Granted proper application of the above guidelines, the effects of V_S undershoot will be minimized at source. If the level of undershoot is still considered too high, then some reduction of dv/dt may be necessary.

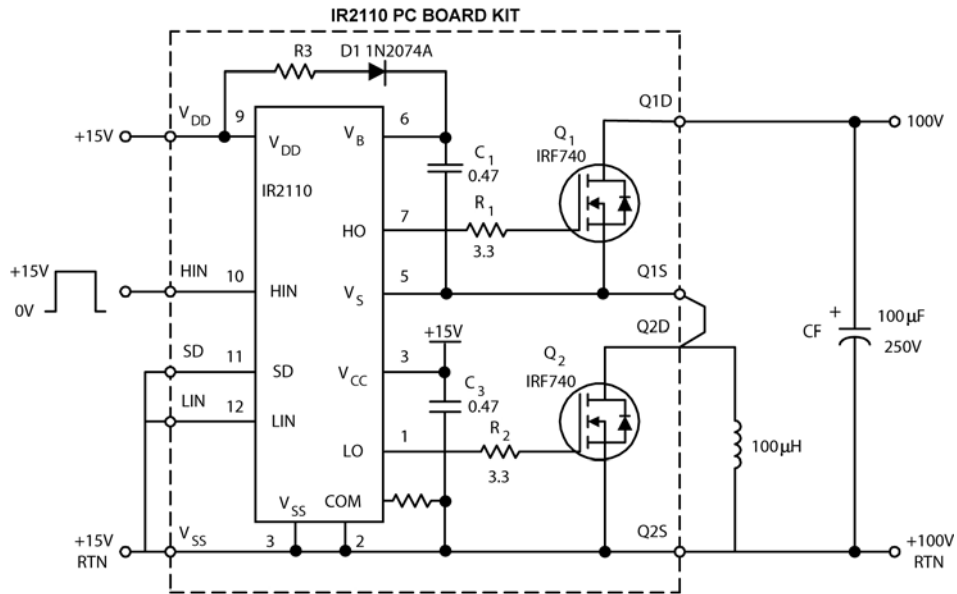


Figure 5B: Test Circuit

External snubbing and/or increasing gate drive resistance may be used to trade efficiency for lower switching rate. If the system will not tolerate this, then fast anti-parallel clamping diodes may be considered appropriate. HEXFRED diodes are ideal for this purpose.

For More detailed information on managing transients see DT97-3 “Managing Transients in Control IC Driven Power Stages.”

6. LAYOUT AND OTHER GENERAL GUIDELINES

A typical half-bridge circuit is shown in Figure 5a with its stray inductances. It shows critical stray inductances located in the high current path; these stray inductances can affect the operation of the circuit. L_{D1} and L_{S2} are in a “DC path” and are due to the wiring inductance between the MOSFETs and the decoupling capacitors; L_{S1} and L_{D2} are in an “AC path” and are due to the wiring inductance between the MOSFETs. The stray inductance in a DC path can be cancelled with a capacitor; those in an AC path cannot be compensated for.

To eliminate the effects of the inductance of the wiring between the power supply and the test circuit, a 100 uF/250 V electrolytic capacitor was connected between Q1D and Q2S terminals, as shown in Figures 6 and 7. This virtually eliminates any stray inductance in the dc path.

The associated waveforms are shown in Figure 8. When Q1 turns off, the body diode of Q2 carries the freewheeling current. The voltage spike across the freewheeling diode is approximately 10 V, as shown in the top trace, due to the forward recovery of the diode and the internal packaging inductances.

However, the corresponding negative spike at the V_S pin of the IR2110 is 50 V, as shown by the lower trace. This is caused by the di/dt in the stray inductances L_{D2} and L_{S2} in the ac path and the fact that these inductances effectively isolate the V_S pin from the clamping action of the freewheeling diode. The severity of the problem can be understood considering that by switching 10 A in 20 ns with a stray inductance of 50 nH, a 25 V spike is generated. As a point of reference, small paper clip has an inductance of 50 nH.

The most effective way of dealing with this spike is to reduce the stray inductance in the AC path. This can be done by mounting the source or emitter of the high-side device very close to the drain or collector of the low-side device, as shown in the layout of Figure 10.

After this inductance has been reduced to the lowest practical limit, the di/dt may have to be reduced by reducing the switching speed by means of the gate resistor. Driving MOS-gated power transistors directly from the MGDs can result in unnecessarily high switching speeds. The circuit shown in Figure 5b produced 4 ns turn-off time with 0 ohm series gate resistance and generated a negative spike of 90 V at the V_S pin (IR2110 waveform). A graph of the negative spike and the turn-off time versus series gate resistance is shown in Figure 9.

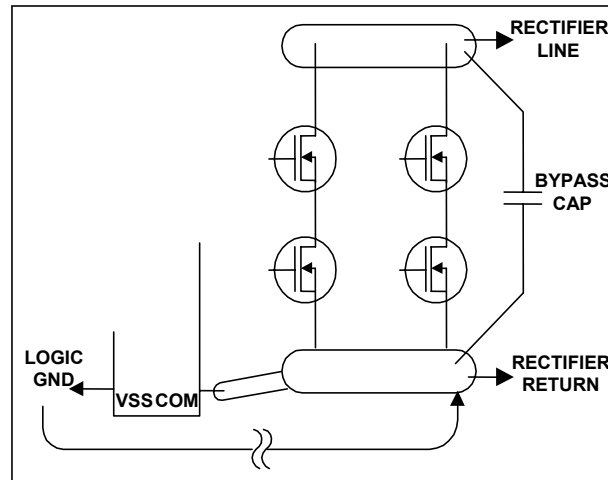


Figure 6: Ground Connections and Layout

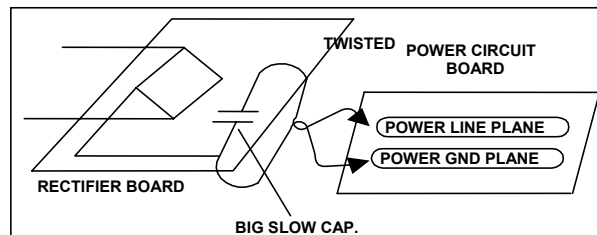


Figure 7: Power Bypass Capacitor

Increasing the value of the series gate resistor, results in a rapid decrease of the amplitude of the negative spike, while the turn-off time is a linear function of the series gate resistance. Selecting a resistor value just right from the “knee” in Figure 9 provides a good trade-off between the spike amplitude and the turn-off speed. A 27 Ω speed gate resistor was selected for the test circuit which resulted in an 18 V spike amplitude and set the turn-off time to 48 ns. A parallel diode, with the anode towards the gate, across the gate resistor is also recommended. The diode is reverse biased at turn-on but holds the gate down at turn-off, and during the off state. The reduction in the turn-on speed reduces the spike of reverse recovery, as explained in Section 12 (see also Reference 2). The value of the gate resistor should be as low as the layout allows, in terms of overvoltage on the device and negative spikes on the V_S pin.

The layout should also minimize the stray inductance in the charge/discharge loops of the gate drive to reduce oscillations and to improve switching speed and noise immunity, particularly the “dV/dt induced turn-on”. To this end, each MOSFET should have a dedicated connection going directly to the pin of the MGD for the return of the gate drive signal. Best results are obtained with a twisted pair connected, on one side, to gate and source, on the other side, to gate drive and gate drive return.

The layout shown in Figure 10 reduces the stray inductances in the AC path, in the DC path, as well as the stray inductance in the gate drive loop. Parallel tracks on the PC board are to be used. In this circuit the voltage differential measured between the gate pin of the power MOSFET and the drive pin of the IR2110 during a fast transient was in excess of 2 V.

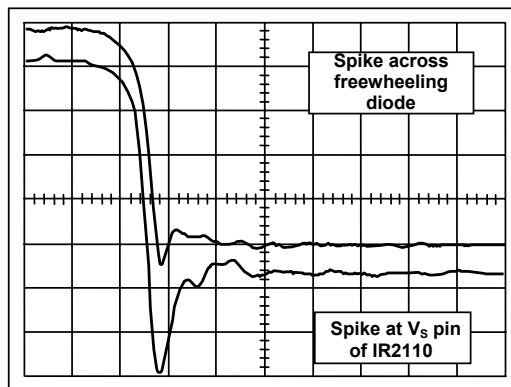


Figure 8: Q1 Turning Off a 20 A Inductive Load (20 ns / div and 20 V / div)

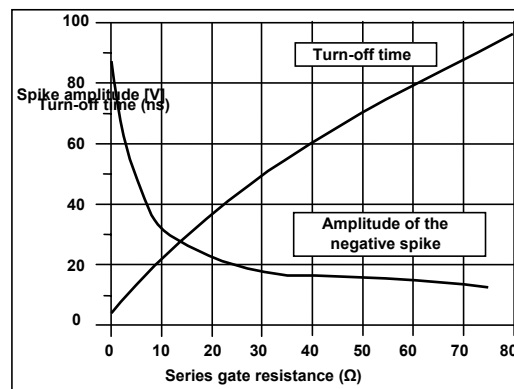


Figure 9: Series Gate Resistance vs. Amplitude of Negative Voltage Spike and Turn-off time

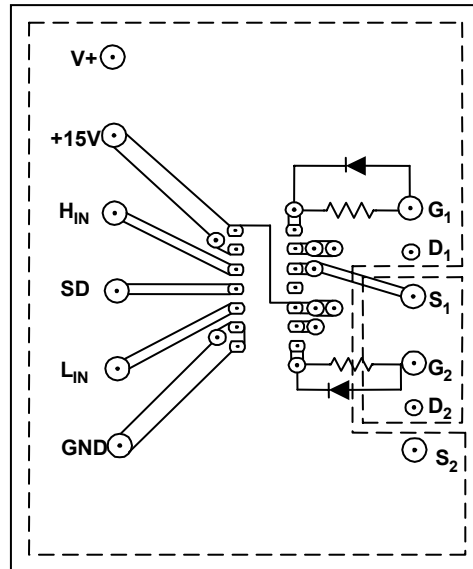


Figure 10: IR(S)2110 Test Circuit

7. HOW TO BOOST GATE DRIVE CURRENT TO DRIVE MODULES

Modules and other paralleled MOS-gated power transistors at times require more current and lower gate drive impedance than what a typical MGD can provide. The high input impedance power buffer shown in Figure 11 delivers 8 A peak output current. It can be mounted close to the power module, thus reducing the inductance of the gate drive loop and improving the immunity to dv/dt induced turn-on. It draws negligible quiescent current and can still be supplied by a bootstrap capacitor. The buffer receives its drive signal from the IRS2110 or an MGD with lower gate drive capability, and drives an IGBT module which has a total gate charge of 600 nC. Q1 and Q2 are low current drivers for Q3 and Q4 which can be sized to suit the peak output current requirement. When the input signal changes state, R1 limits the current through Q1 and Q2 for the few nanoseconds that both transistors are on. When the input settles to its new state, the driver transistor quickly discharges the gate capacitance of the conducting output transistor forcing it into off-state. Meanwhile the gate of the other output transistor will be charged through R1; the turn-on will be delayed by the RC time constant formed by R1 and the input capacitance of the output transistor.

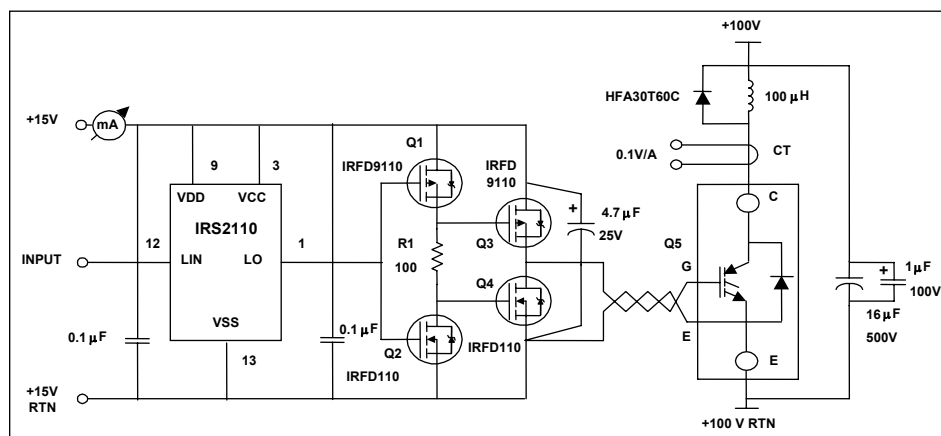


Figure 11: Test Circuit

The typical switching performance while driving an inductive load current of 60 A is shown in Figures 12A and 12B. Turn-on and turn-off delays are 50 ns. Rise and fall times are less than 40 ns. The buffer was tested with a 0.1µF capacitive load; the input and output buffer waveforms are shown in Figure 13. The ringing was due to the resonant circuit at the output, formed by the capacitive load and the stray inductances. The current consumption vs. frequency plot is shown in Figure 14. It is possible to use lower on-resistance, lower voltage HEXFETs in the booster stage, but it was found that the large reduction in $R_{DS(on)}$ gave rise to large peak currents which can cause a higher noise and ringing in the circuit.

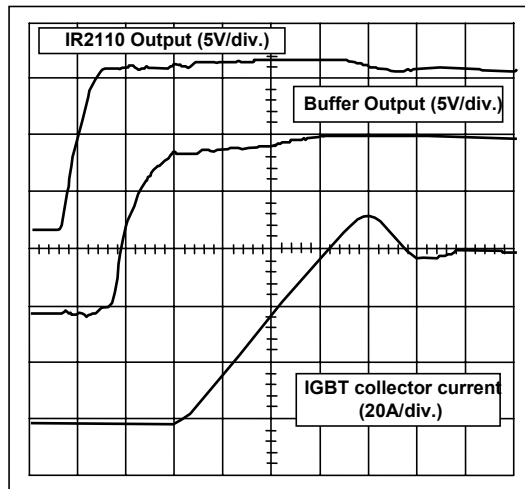
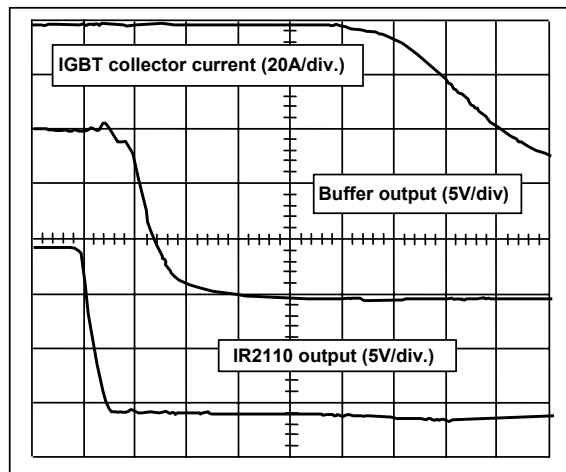


Figure 12A: Turn-On of IGBT Module Switching 60 A Inductive Load (50 ns / div)



**Figure 12B: Turn-Off of IGBT Module
 Propagation Delay is 50 ns; Fall Time is <40 ns; Q_g is 600 nC
 (50 ns / div)**

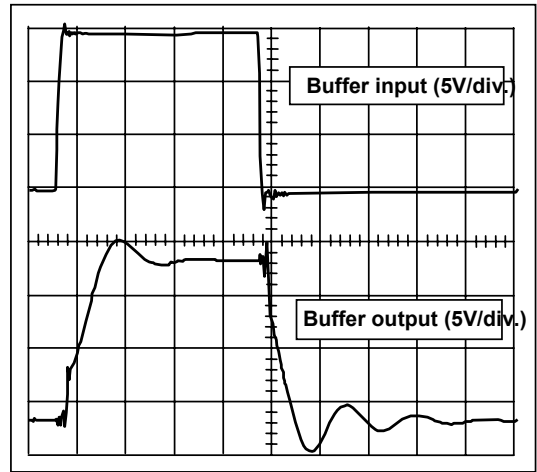


Figure 13: Waveform Driving 0.1 uF Capacitor (250 ns /div)

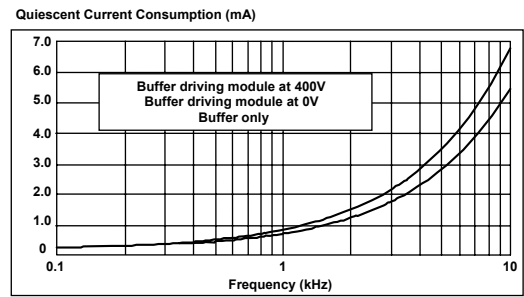


Figure 14: Current Consumption vs. Frequency

8. HOW TO PROVIDE A CONTINUOUS GATE DRIVE

Some applications, like brushless dc motors, require that the high-side device be on for an indefinite period of time. Under these conditions the charge in the bootstrap capacitor may not be adequate to keep the high side output on. Isolated supplies are normally used for this purpose.

But isolated supplies add cost and are frequently responsible for spurious turn-on of the power devices due to the coupling of the switching dv/dt through the inter-winding capacitance of their transformer. An inexpensive alternative to an isolated supply is the charge pump circuit shown in Figure 16. The IR2125 MGD was selected to demonstrate the cooperation of the charge pump and the bootstrap circuits. The IR2125 also has linear current limiting and time-out shut down capability, providing protection for the MOS-gated device. To provide the low operating current requirement of the IR2125, the charge pump employs a CMOS version of the 555 timer.

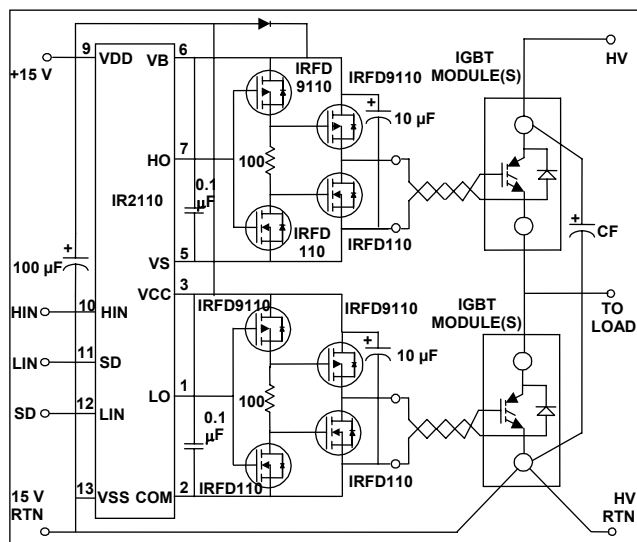


Figure 15: Application Circuit Schematic

When the IGBT is off, the bootstrap capacitor is charged through the bootstrap diode and the load resistor. When the IGBT is on, the 100 kΩ resistor connected to ground charges the 100 nF capacitor connected between pins 1 and 8 of the 555 timer generating -15 V referenced to pin 5 of the IR2125. The charge pump circuit formed by the two IN4148 diodes and the 10 nF capacitor which converts the 7.5 kHz square wave at pin 3 of the 555 timer to +15 V referenced to V_S and charges the bootstrap capacitor.

Figure 17 shows the circuit waveforms at start-up. As the IGBT turns on, the bootstrap diode disconnects pin 8 of the IR2125 from the +12 V power supply, and the voltage across the bootstrap capacitor starts dropping. At the same time the 100 kΩ resistor located between pin 1 of the 555 timer and ground starts charging the 100 nF capacitor connected to it and generates supply voltage for the CMOS (MAXIM ICL71555IPA) timer.

The output voltage of the charge pump increases with increasing supply voltage. The charge pump maintains the voltage in the bootstrap capacitor, keeping the voltage above the undervoltage threshold level of the IR2125.

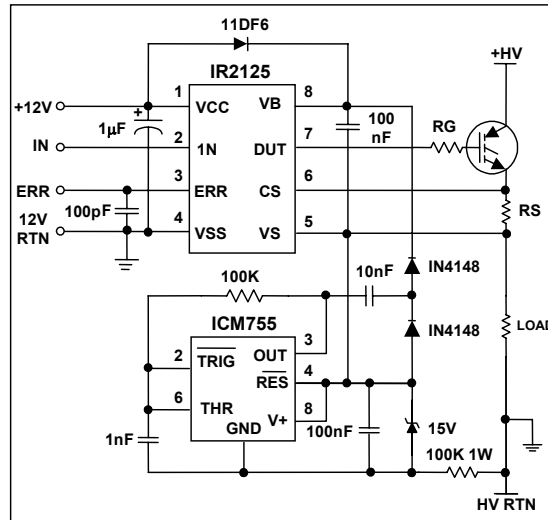


Figure 16: High-Side Drive Provides Fast Switching, Continuous On-Time and Switching Device Protection

The following considerations should be kept in mind in the selection of the components:

- In selecting the zener, consider that the absolute maximum voltage supply voltage for the 555 is 18 V
- The 100 kW (value valid for a 500 V +HV supply) resistor should be sized according to the maximum supply current at the high-side of the IR2125, the minimum operating power supply voltage and the timing requirements
- The supply current at the V_B pin (I_{OBS}) of the IR2125 increases with increasing temperature

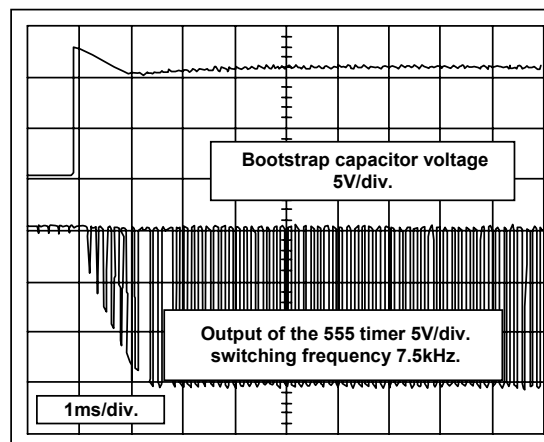


Figure 17: Waveforms at Start-Up

9. HOW TO GENERATE A NEGATIVE GATE BIAS

Inherently neither the MOSFET nor the IGBT requires negative bias on the gate. Setting the gate voltage to zero at turn-off insures proper operation and virtually provides negative bias relative to the threshold voltage of the device. However, there are circumstances when a negative gate drive or another alternative may be necessary.

- The semiconductor manufacturer specifies negative gate bias for the device,
- When the gate voltage can not be held safely below the threshold voltage due to noise generated in the circuit.
- The ultimate in switching speed is desired

Although reference will be made to IGBTs, the information contained is equally applicable to power MOSFETs. The IGBTs made by International Rectifier do not require negative bias. The switching times and energy loss values that are published on the data sheets for both discretes and modules were measured at zero gate voltage turn-off. The problem of “dv/dt induced turn-on” arises when the voltage increases rapidly between the collector-emitter terminals of the IGBT.

During the transient, the gate-collector (Miller) capacitance delivers charge to the gate, increasing the gate voltage. The height and width of the voltage ‘blip’ at the gate is determined by the ratio of the gate- collector and gate-emitter capacitances, the impedance of the drive circuit connected to the gate, and the applied dv/dt between the collector-emitter terminals.

The following test was conducted to determine the threshold voltage and the effect of the series gate resistance in high dv/dt applications. The test circuit is shown in Figure 18. The positive bias to the upper IGBT was increased until the switching losses in the bottom IGBT indicated excessive shoot-through current. The turn-on loss was measured at 15 A inductor current and 6 V/ns switching speed. The results are shown in Figure 19.

The threshold voltage levels increasing the turn-on losses are 4 V, 5 V and 5.6 V with 47 ohm, 10 ohm, and 0 ohm series gate resistance, respectively. A parallel diode across the series gate resistor (anode toward the gate) helps clamp the gate low, so the series gate resistor can be sized according to the turn-on requirements.

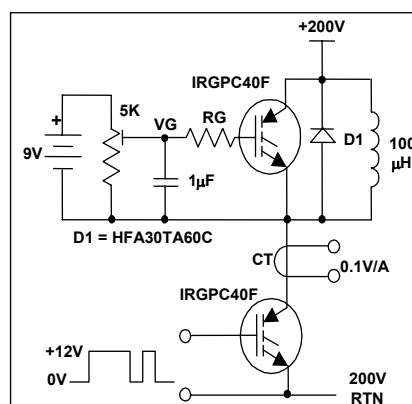


Figure 18: Test Circuit

The current ‘blip’ due to charging the output capacitance (C_{OES}) of the IGBT is frequently mistaken for conduction current. The amplitude of the current ‘blip’ is approximately 5 A for an IRGPC50F IGBT at a dv/dt of 20 V/ns. The amplitude of the ‘blip’ does not change with the applied negative bias.

The basic buffer circuit and the negative charge pump are shown in Figure 20. The buffer circuit employs two p-channels and two n-channel MOSFETs. Resistor R1 between the gates of Q3 and Q4 slows down the turn-on of the output transistor and limits the shoot-through current in the drivers.

D1 reduces the voltage to the gate of Q4. D2, C2 and R2 form a level shifter for Q2. C3, C4, D3 and D4 convert the incoming signal to negative DC voltage. After turn-on, the negative voltage settles in a few cycles even at extremely low or high duty cycles (1-99%). The settling time and the stiffness of the negative voltage are affected by the output impedance of the signal source.

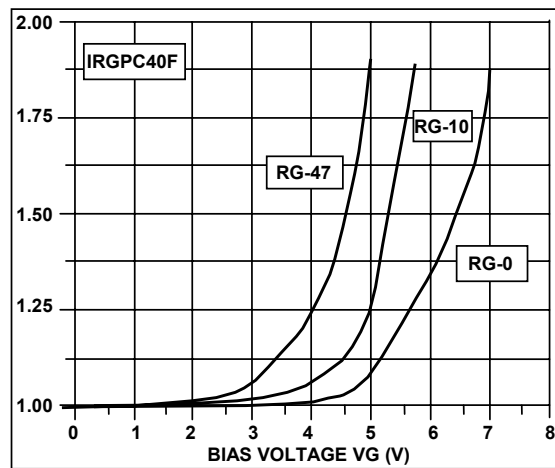


Figure 19: Turn-On Losses vs. V_g

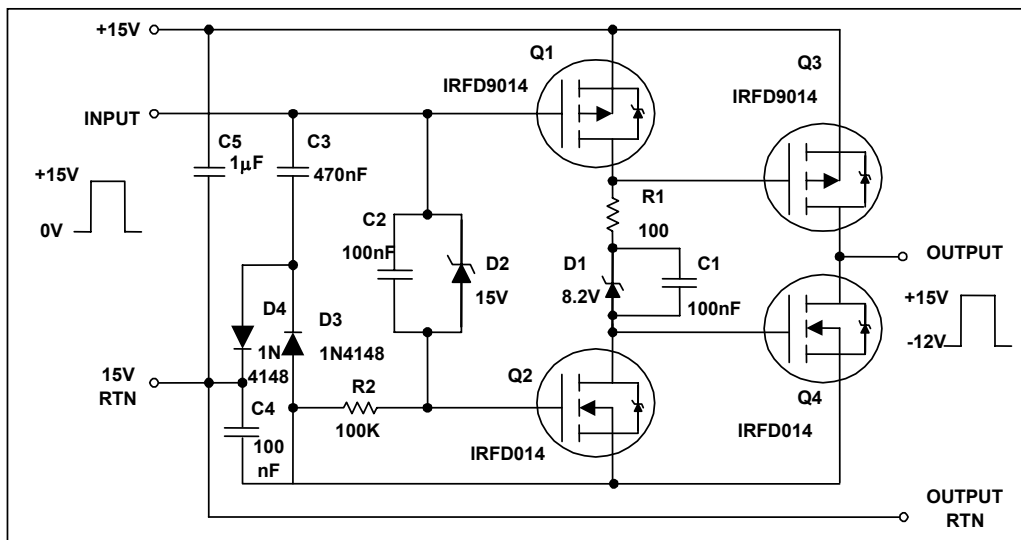


Figure 20: Buffer with Negative Charge Pump

The circuit shown in Figure 21 utilizes the high voltage level shifting capability of the IR2110 combined with the drive capability and negative bias of the MOS buffer shown in Figure 20. The circuit was tested with two 270 A IGBT modules with 600 nC of gate charge. The waveforms are shown in Figure 22. The turn-on delay of the circuit is 1 ms, the turn-off delay is 0.2 ms.

The settling time of the negative bias voltage is about 10 ms at a switching frequency of 5 kHz and at 50% duty cycle? At start-up, the circuit delivers some negative gate voltage even after the first cycle. During power down, the gate voltage remains negative until the reservoir capacitor discharges.

IMPORTANT NOTE: A negative gate drive is not required for IR IGBTs and IGBT modules. Also for NPT type IGBTs the negative gate drive is required to account for the significant change in the C_{cg} to C_{ge} capacitance ratio. It is possible to eradicate the need for negative gate drive by adding gate capacitance, which reduces the C_{cg} to C_{ge} ratio, and hence swamps out the miller effect, eliminating the false turn-on caused by the induced miller voltage on the gate.

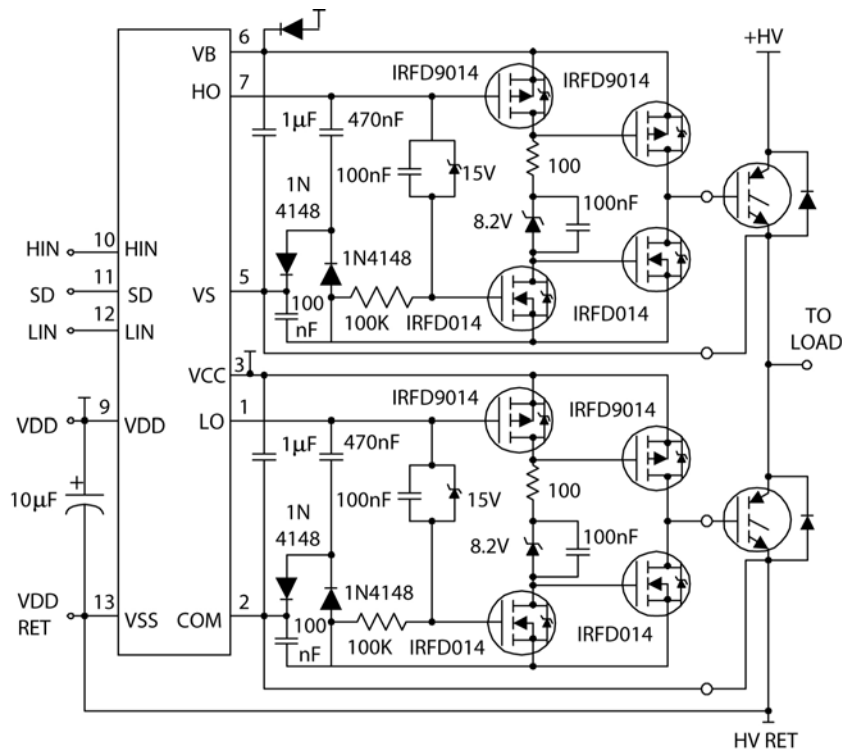
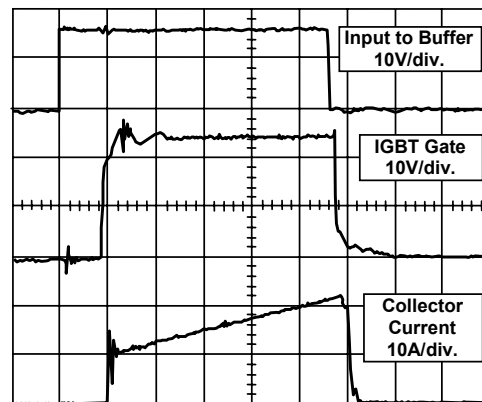


Figure 21: Half-Bridge Drive with Negative Bias



**Figure 22: Waveform From Negative Bias
 (1 ms / div)**

10. HOW TO DRIVE A BUCK CONVERTER

Figure 23 shows a typical implementation of a buck converter with the high-side drive function performed by the IR2117. The diode connected on COM prevents the negative spikes from affecting the operation of the IC and provides an extra measure of noise immunity. As mentioned before, COM *should not* be connected together.

At start-up the bootstrap capacitor is discharged and, in most applications would charge through the inductor and the filter capacitor. The same is true under no-load conditions, when the freewheeling diode may not conduct at all. This alternative path works, as long as the filter capacitor is at least 10 times larger than the bootstrap capacitor. The Q of this resonant circuit should be low enough to insure that the bootstrap capacitor does not get charged beyond the limits of V_{SS} (20 V). If this is not so, a zener in parallel with the bootstrap capacitor would take care of possible overvoltage events. This is true whether the dc-to-dc converter performs the function of a supply or speed control for a dc motor.

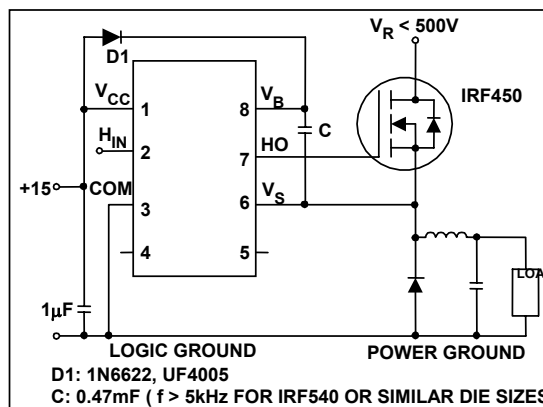


Figure 23: Buck Converter

In the following two cases, however, the recharging current for the bootstrap capacitor cannot flow either in the diode or the load:

1. In a typical battery charger application, as the one shown in Figure 24, the +12 V from the output appears at the V_S pin and reduces the voltage across bootstrap capacitor at start-up and the undervoltage protection in the MGD inhibits the operation.
2. When the regular PWM operation of the buck is interrupted due to excessive voltage at the output. This is normally due to a sudden removal of a heavy load at the output which results in higher output voltage than the set value due to the limited speed of the control loop and the stored energy in the inductor (L1). With no load or light load at the output, the filter capacitor can keep the output high for long time while the CB is being discharged at faster rate by the leakage current of the high-side driver.

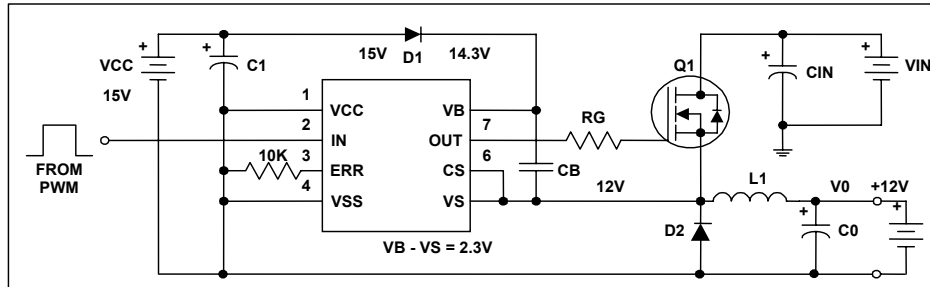


Figure 24: HVIC in Battery Charger Application

As shown in Figure 25, the addition of R1 provides an alternative charging path for the bootstrap capacitor. Because V_{IN} is higher than V_O , some charging current always flows through R1 even if V_S pin is sitting at V_O potential.

To keep CB charged the average current through R1 should be higher than the worst case leakage current. D3 should be a low level zener diode with sharp knee at low currents. The recommended part numbers for 12 V and 15 V are respectively: IN4110 and IN4107.

This technique can also be used in place of a dedicated supply to power the PWM controller, as well as the IR2110 and other auxiliary circuits, if the output voltage of the buck converter is between 10 and 20 V.

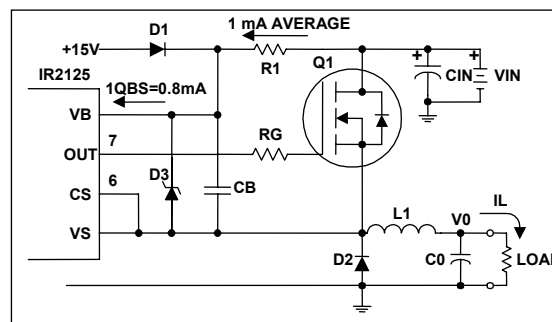


Figure 25: Adding R1 to the Circuit

11. DUAL FORWARD CONVERTER AND SWITCHED RELUCTANCE MOTOR DRIVES

Figure 26 shows a bridge arrangement that is frequently used to drive the windings of a switched reluctance motor or a transformer in a dual forward converter.

The use of the IR2110 requires the addition of two diodes and two MOSFETs to insure that the bootstrap capacitor is charged at turn on and in subsequent cycles, should the conduction time of the freewheeling diodes become very short.

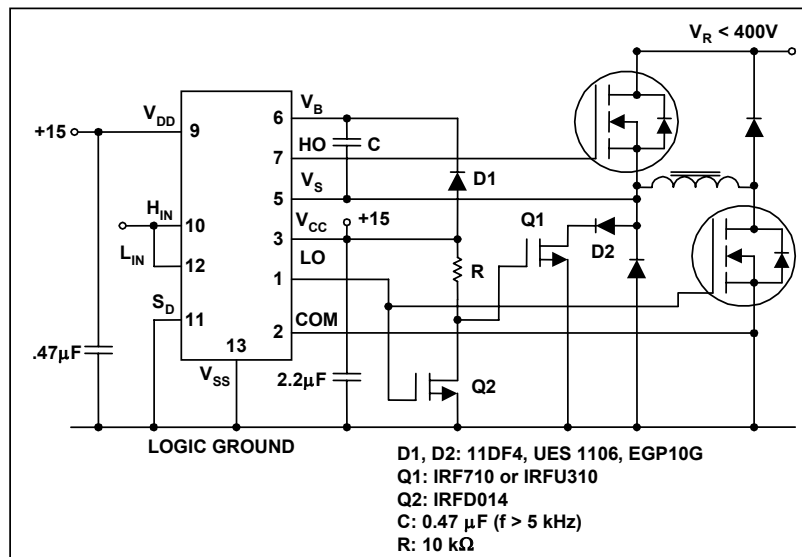


Figure 26: Dual Forward Converter and Switched Reluctance Motors

12. FULL BRIDGE WITH CURRENT MODE CONTROL

Figure 27 shows an H-bridge with cycle-by-cycle current control implemented with current sensing devices on the low-side in combination with the shutdown pin of the IR2110. The detailed implementation of the current sensing circuit is dependent on the PWM technique used to generate the desired output voltage, the accuracy required, the availability of a negative supply, bandwidth, etc. (Ref. 3, 4 and 5 cover these aspects in greater detail). As explained in Section 2.1, the shutdown function is latched so that the power MOSFETs will remain in the off-state as the load current decays through their internal diodes. The latch is reset at the beginning of next cycle, when the power devices are once again commanded on. As shown in Figures 6 and 7, decoupling capacitors mitigate the negative effects of L1. L2, on the other hand, must be reduced with a tight layout, as per Figure 10. The turn-on and turn-off propagation delays of the IR2110 are closely matched (worst case mismatch: 10 ns), with the turn-on propagation delay 25 ns longer than the turn-off. This, by itself, should insure that no conduction overlap of the power devices would occur, even if the on and off input command coincide.

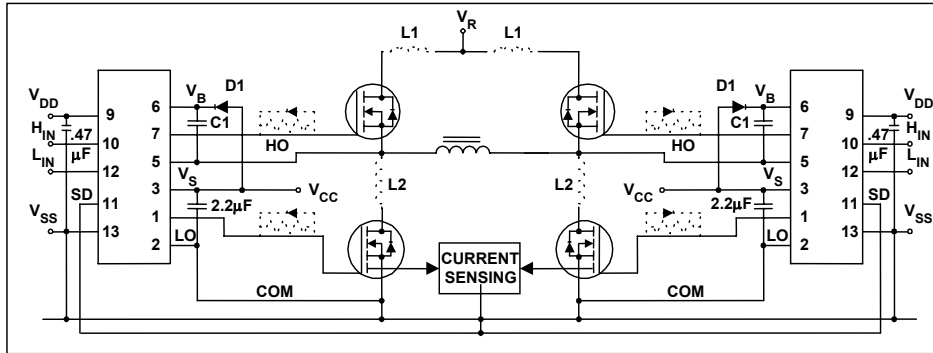


Figure 27: Typical Implementation of an H-bridge with Cycle-By-Cycle Current Mode Control

As an added safety margin a resistor diode network can be added to the gate, as shown with dashed lines in Figure 28A. The purpose of this network is to further delay the turn-on, without affecting the turn-off, thereby inserting some additional dead-time. The resistor-diode network is also useful in reducing the peak of the current spike during the reverse recovery time. As explained in Ref. 2, this has an impact on power losses, as well as dv/dt and EMI. Figures 28A & 28B show the waveforms taken from a test circuit laid out as shown in Figure 10. Operation at 500 kHz with the IRF830 HEXFET did not present any problem nor cause any noticeable heating of the IR2110.

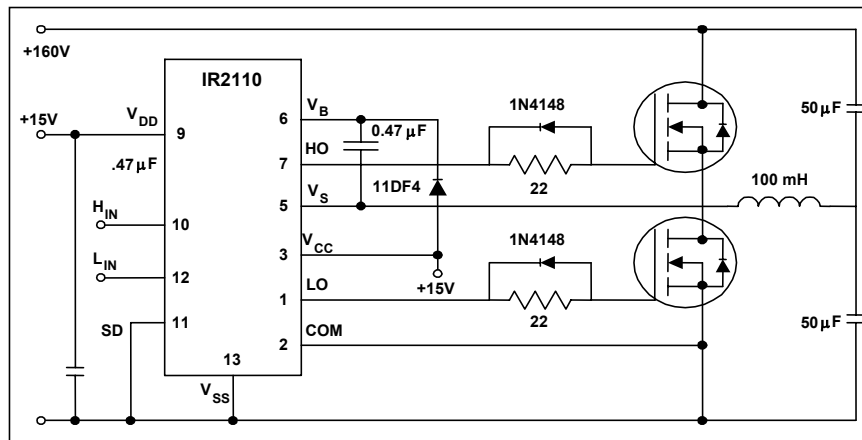


Figure 28A: IRF450 Operated at Approximately 100 kHz in a 100 mH inductor

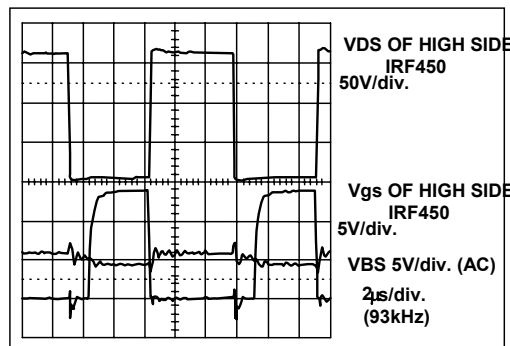


Figure 28B: Waveform for Circuit in Figure 28A

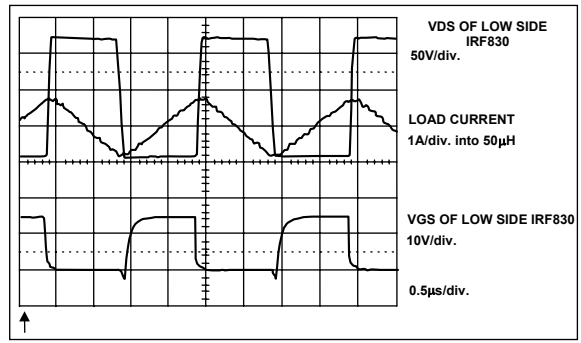


Figure 28C: Waveform for Circuit in Figure 28A

13. BRUSHLESS AND INDUCTION MOTOR DRIVES

The implementation of a three-phase bridge for motor drives requires a more careful attention to the layout due to the large di/dt components in the waveforms. In particular, the driver furthest away from the common grounding point will experience the largest voltage differential between COM and the ground reference (Ref. 1).

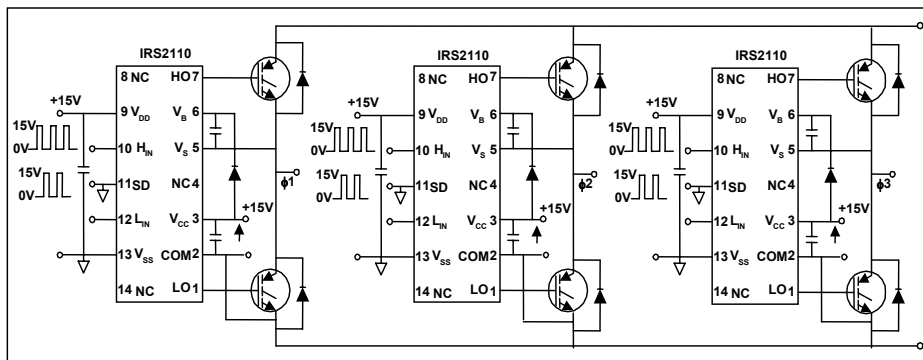


Figure 29: Three-Phase Inverter Using Three IRS2110 Devices to Drive Six IGBTs

In the case of the three-phase drivers, like the IR213x, the guidelines of Sections 5 and 6 should be complemented with the following: Three separate connections should go from the COM pin of the MGD to the three low-side devices. Furthermore, there are several operating conditions that require close scrutiny as potential problem areas.

One such condition could occur when a brushless dc motor is operated with locked rotor for an indefinite period of time with one leg of the bridge being off.

In this condition the bootstrap capacitor could eventually discharge, depending on the voltage seen by V_S during this period of time. As a result the top power device would shut off and would not go on when commanded to do so. In most cases this would not be a cause for malfunction, since the lower device would be commanded on next and the bootstrap capacitor would be charged and ready for next cycle. In general, if the design cannot tolerate this type of operation, it can be avoided in one of four ways:

- a. a charge pump could be implemented, as described in Section 8;
- b. the control could be arranged to have a very short “normal” duty cycle with a minimum pulse width of a couple of microseconds;
- c. if a pole can be inactive for a limited and known period of time, the bootstrap capacitor could be sized to hold up the charge for that time.
- d. Isolated supplies could be provided for the high-side, in addition to the bootstrap capacitor.

If the bridge is part of an induction motor drive that use a PWM technique to synthesize a sine wave, each pole goes through prolonged periods of time with zero or very low duty cycle at low frequency. The bootstrap capacitor should be sized to hold enough charge to go through these periods of time without refreshing. In circuits like the one shown in Figure 31, galvanic isolation between the high voltage supply and the logic circuitry is frequently mandated by safety considerations or desirable as a form of damage containment in case of inverter failure.

Optoisolators or pulse transformers are frequently used to perform this function. For drives up to 5 kW, the circuit shown in AN-985 is probably the simplest and most cost-effective way of providing isolation. The use of an MGD shields the optoisolator from the high-voltage dV/dt and reduces their cost while providing a high performance gate drive capability.

14. PUSH-PULL

High-voltage MGDs can still make a very useful contribution in applications that do not capitalize on their key feature, the high voltage level shifting and floating gate drive.

Convenience, noise resilience between V_{SS} and COM and high speed drive capability are appealing features in most power conditioning applications. They can perform the interface and gate drive function with the simple addition of the decoupling capacitors, as shown in Figure 30.

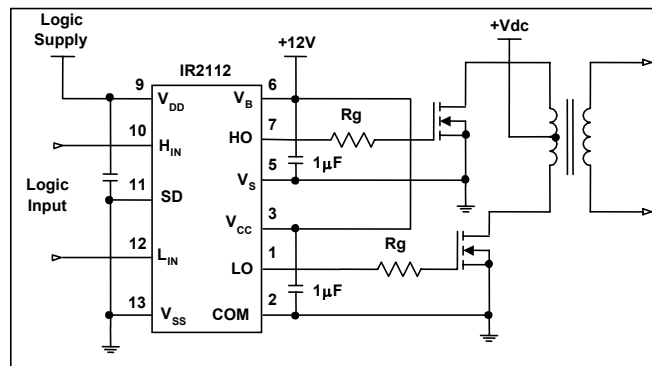


Figure 30: Push-Pull Drive Circuit

15. HIGH-SIDE P-CHANNEL

MGDs can also drive a P-Channel device as a high-side switch, provided that a negative supply referenced to the positive rail is available, as shown in Figure 31. When operated in this mode, the H_{IN} input becomes active low, i.e., a logic 0 at the input turns on the p-channel MOSFET. Whenever V_S (or V_B) are at fixed potential with respect to ground, the power losses mentioned in Section 4.2.d.2 would be zero.

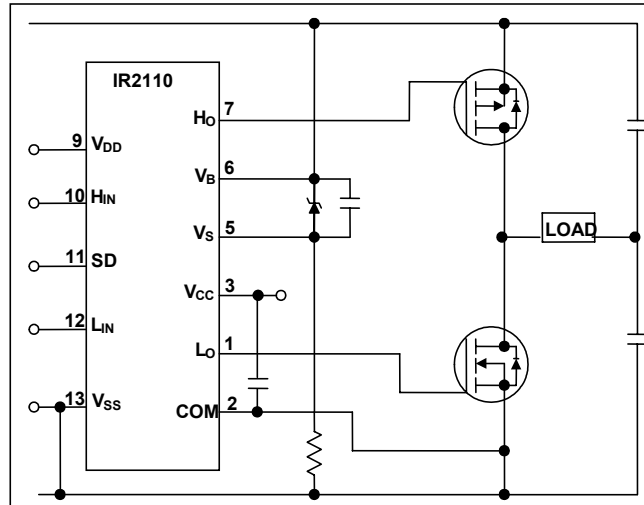


Figure 31: IRS2110 Driving a High-Side P-Channel

16. TROUBLESHOOTING GUIDELINES

To analyze the waveforms of the floating channel of the IR2110 a differential input oscilloscope is required. It is assumed that any voltage differential not referenced to ground is measured in this way.

It is also assumed that obvious checks have been made, for example:

- Pins are correctly connected and power supplies are decoupled.
- The bootstrap charging diode is ultra-fast, rated for the rail voltage.
- The shutdown pin is disabled.
- Logic inputs do not cause simultaneous conduction of devices, unless the topology requires it.

SYMPTOM	POSSIBLE CAUSE
No gate drive pulses	Verify that V_{CC} is above the UV lockout value
Gate drive pulses on lower channel only	Measure voltage across bootstrap capacitor; it should be above the lockout level. If it is not, check why capacitor doesn't get charged. Insure that capacitor is charged at turn-on.
Erratic operation of top channel	<ul style="list-style-type: none"> • Verify that V_S doesn't go below COM by more than 5-10 V • Verify that high side channel does not go in UV lockout • Verify that dv/dt on VS with respect to COM does not exceed 50V/ns. If so, switching may need slowing down • Verify that logic inputs are noise-free with respect to V_{SS} • Verify that input logic signals are longer than 50 ns
Excessive ringing on gate drive signal	Reduce inductance of gate drive loop. Use twisted wires, shorten length. If reduction of loop inductance does not bring ringing to acceptable level, add gate resistors.

Table I		
Method	Basic Circuit	Key Features
Floating Gate Drive Supply		<ul style="list-style-type: none"> • Full gate control for indefinite periods of time • Cost impact of isolated supply is significant (one required for each high side MOSFET) • Level shifting a ground referenced signal can be tricky. Level shifter must sustain full voltage, switch first with minimal propagation delays and lower power consumption • Opto isolators tend to be relatively expensive, limited in bandwidth and noise sensitive
Pulse Transformer		<ul style="list-style-type: none"> • Simple and cost effective but limited in many respects • Operation over wide duty cycles requires complex techniques • Transformer size increases significantly as frequency decreases • Significant parasitics create less than ideal operation with fast switching waveforms
Charge Pump		<ul style="list-style-type: none"> • Can be used to generate an "over-rail" voltage controlled by a level shifter or to "pump" the gate when MOSFET is turned on • In the first case the problems of a level shifter have to be tackled • In the second case turn on times tend to be too long for switching applications • In either case, gate can be kept on for an indefinite period of time • In efficiencies in the voltage multiplication circuit may require more than two stages of pumping
Bootstrap		<ul style="list-style-type: none"> • Simple and inexpensive with some of the limitations of the pulse transformer: duty cycle and on-time are both constrained by the need to refresh the bootstrap capacitor • If the capacitor is charged from a high voltage rail, power dissipation can be significant • Requires level shifter with its associated difficulties
Carrier Drive		<ul style="list-style-type: none"> • Gives full gate control for an indefinite period of time but is somewhat limited in switching performance. This can be improved with added complexity

Table II			
	Die Size	Rise Time	Fall Time
	HEX-2	2.5 ns	17 ns
Typical switching times for different HEXFET die sizes	HEX-3	38 ns	23 ns
	HEX-4	53 ns	34 ns
(V _{CC} =15 V, test circuit as in Figure 9, without gate network)	HEX-5	78 ns	54 ns
	HEX-6	116 ns	74 ns

References:

1. "New High Voltage Bridge Driver Simplifies PWM Inverter Design," by D. Grant, B. Pelly.
PCIM Conference 1989
2. Application Note AN-967 "PWM Motor Drive with HEXFET III" **see**
<http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-967.pdf>
3. Application Note AN-961 "Using HEXSense in Current-Mode Control Power **see**
<http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-961.pdf>
4. Application Note AN-959 "An Introduction to the HEXSense" - **see**
<http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-959.pdf>
5. "Dynamic Performance of Current Sensing Power MOSFETs" by D. Grant and R. Pearce,
Electronic Letters, Vol. 24 No. 18, Sept 1, 1988

FDS6982

Dual N-Channel, Notebook Power Supply MOSFET

General Description

This part is designed to replace two single SO-8 MOSFETs in synchronous DC:DC power supplies that provide the various peripheral voltage rails required in notebook computers and other battery powered electronic devices. FDS6982 contains two unique 30V, N-channel, logic level, PowerTrench® MOSFETs designed to maximize power conversion efficiency.

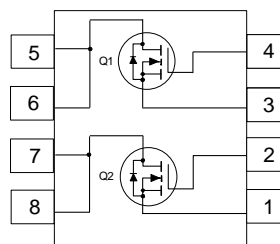
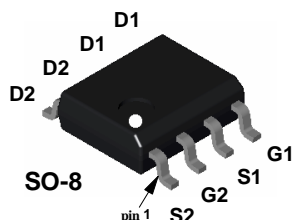
The high-side switch (Q1) is designed with specific emphasis on reducing switching losses while the low-side switch (Q2) is optimized for low conduction losses (less than 20mΩ at $V_{GS} = 4.5V$).

Applications

- Battery powered synchronous DC:DC converters.
- Embedded DC:DC conversion.

Features

- Q2: 8.6A, 30V. $R_{DS(on)} = 0.015 \Omega @ V_{GS} = 10V$
 $R_{DS(on)} = 0.020 \Omega @ V_{GS} = 4.5V$
- Q1: 6.3A, 30V. $R_{DS(on)} = 0.028 \Omega @ V_{GS} = 10V$
 $R_{DS(on)} = 0.035 \Omega @ V_{GS} = 4.5V$
- Fast switching speed.
- High performance trench technology for extremely low $R_{DS(on)}$.



Absolute Maximum Ratings $T_A = 25^\circ C$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Q2	Q1	Units
V_{DSS}	Drain-Source Voltage	30	30	V
V_{GSS}	Gate-Source Voltage	± 20	± 20	V
I_D	Drain Current - Continuous (Note 1a)	8.6	6.3	A
	- Pulsed	30	20	
P_D	Power Dissipation for Dual Operation	2		W
	Power Dissipation for Single Operation (Note 1a)	1.6		
	(Note 1b)	1		
	(Note 1c)	0.9		
T_J, T_{stg}	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150		$^\circ C$

Thermal Characteristics

$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient (Note 1a)	78	$^\circ C/W$
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction-to-Case (Note 1)	40	$^\circ C/W$

Package Marking and Ordering Information

Device Marking	Device	Reel Size	Tape Width	Quantity
FDS6982	FDS6982	13"	12mm	2500 units

Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Type	Min	Typ	Max	Units
--------	-----------	-----------------	------	-----	-----	-----	-------

Off Characteristics

BV_{DSS}	Drain-Source Breakdown Voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 250\ \mu\text{A}$	Q2 Q1	30 30			V
$\frac{\Delta BV_{DSS}}{\Delta T_J}$	Breakdown Voltage Temperature Coefficient	$I_D = 250\ \mu\text{A}$, Referenced to 25°C	Q2 Q1		27 26		mV/ $^\circ\text{C}$
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	$V_{DS} = 24\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$	All			1	μA
I_{GSSF}	Gate-Body Leakage, Forward	$V_{GS} = 20\text{ V}, V_{DS} = 0\text{ V}$	All			100	nA
I_{GSSR}	Gate-Body Leakage, Reverse	$V_{GS} = -20\text{ V}, V_{DS} = 0\text{ V}$	All			-100	nA

On Characteristics (Note 2)

$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\ \mu\text{A}$	Q2 Q1	1 1	2.2 1.6	3 3	V
$\frac{\Delta V_{GS(th)}}{\Delta T_J}$	Gate Threshold Voltage Temperature Coefficient	$I_D = 250\ \mu\text{A}$, Referenced to 25°C	Q2 Q1		-5 -4		mV/ $^\circ\text{C}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-Source On-Resistance	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 8.6\text{ A}$	Q2		0.012	0.015	Ω
		$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 8.6\text{ A}, T_J = 125^\circ\text{C}$			0.018	0.024	
		$V_{GS} = 4.5\text{ V}, I_D = 7.5\text{ A}$			0.016	0.020	
		$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 6.3\text{ A}$	Q1		0.021	0.028	Ω
		$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 6.3\text{ A}, T_J = 125^\circ\text{C}$			0.038	0.047	
		$V_{GS} = 4.5\text{ V}, I_D = 5.6\text{ A}$			0.028	0.035	
$I_{D(on)}$	On-State Drain Current	$V_{GS} = 10\text{ V}, V_{DS} = 5\text{ V}$	Q2 Q1	30 20			A
g_{FS}	Forward Transconductance	$V_{DS} = 5\text{ V}, I_D = 8.6\text{ A}$	Q2		50		S
		$V_{DS} = 5\text{ V}, I_D = 6.3\text{ A}$	Q1		40		

Dynamic Characteristics

C_{iss}	Input Capacitance	$V_{DS} = 10\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V},$ $f = 1.0\text{ MHz}$	Q2 Q1		2085 760		pF
C_{oss}	Output Capacitance		Q2 Q1		420 160		pF
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance		Q2 Q1		160 70		pF

Electrical Characteristics (continued) $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Type	Min	Typ	Max	Units
--------	-----------	-----------------	------	-----	-----	-----	-------

Switching Characteristics (Note 2)

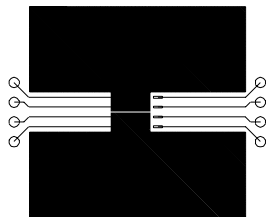
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	$V_{DD} = 15\text{ V}, I_D = 1\text{ A},$ $V_{GS} = 10\text{ V}, R_{GEN} = 6\ \Omega$	Q2		15	27	ns
t_r	Turn-On Rise Time		Q1		10	18	ns
			Q2		11	20	
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time		Q1		14	25	ns
		Q2		36	58		
t_f	Turn-Off Fall Time	Q1		21	34	ns	
		Q2		18	29		
Q_g	Total Gate Charge	Q2 $V_{DS} = 15\text{ V}, I_D = 8.6\text{ A}, V_{GS} = 5\text{ V}$	Q2		18.5	26	nC
			Q1		8.5	12	
Q_{gs}	Gate-Source Charge	Q1 $V_{DS} = 15\text{ V}, I_D = 6.3\text{ A}, V_{GS} = 5\text{ V}$	Q2		7.3		nC
			Q1		2.4		
Q_{gd}	Gate-Drain Charge		Q2		6.2		nC
			Q1		3.1		

Drain-Source Diode Characteristics and Maximum Ratings

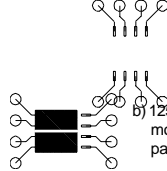
I_S	Maximum Continuous Drain-Source Diode Forward Current		Q2			1.3	A
V_{SD}	Drain-Source Diode Forward Voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_S = 1.3\text{ A}$ (Note 2)	Q2		0.72	1.2	V
			Q1		0.74	1.2	

Notes:

- $R_{\theta JA}$ is the sum of the junction-to-case and case-to-ambient thermal resistance where the case thermal reference is defined as the solder mounting surface of the drain pins. $R_{\theta JC}$ is guaranteed by design while $R_{\theta CA}$ is determined by the user's board design. Thermal rating based on independent single device operation.



a) 78°C/W when mounted on a 0.5 in^2 pad of 2 oz. copper.



b) 125°C/W when mounted on a 0.02 in^2 pad of 2 oz. copper.

c) 135°C/W when mounted on a minimum pad.

Scale 1 : 1 on letter size paper

- Pulse Test: Pulse Width $\leq 300\ \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$

Typical Characteristics: Q2

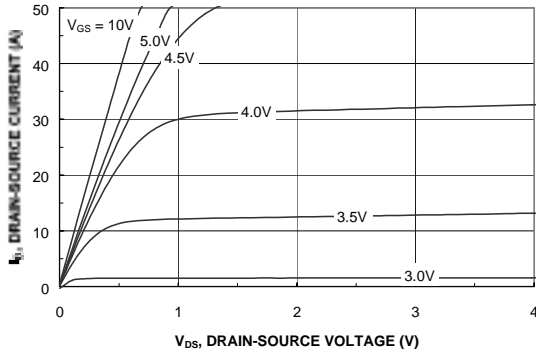


Figure 1. On-Region Characteristics.

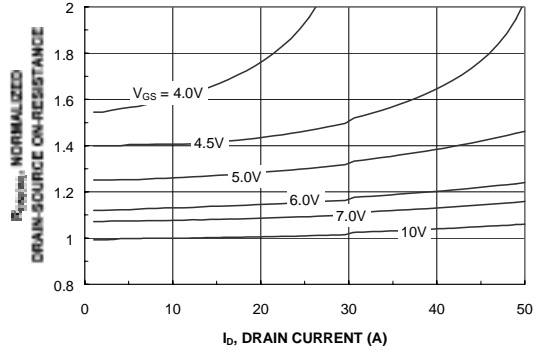


Figure 2. On-Resistance Variation with Drain Current and Gate Voltage.

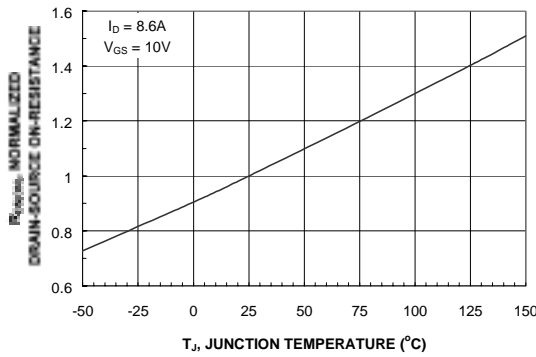


Figure 3. On-Resistance Variation with Temperature.

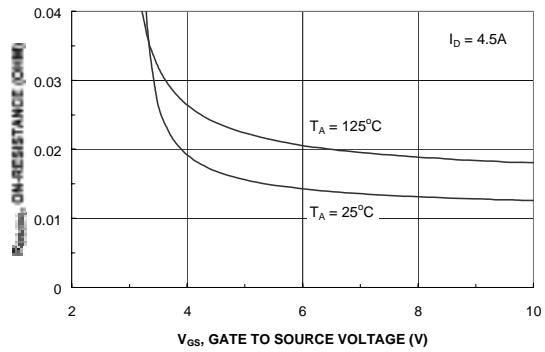


Figure 4. On-Resistance Variation with Gate-to-Source Voltage.

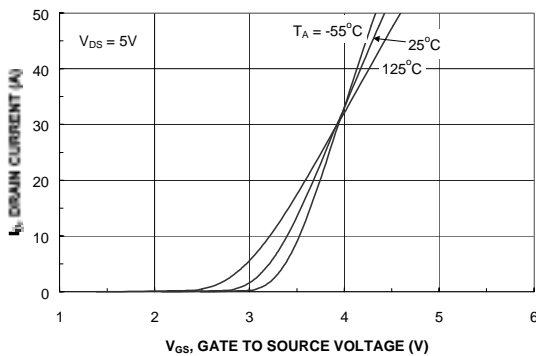


Figure 5. Transfer Characteristics.

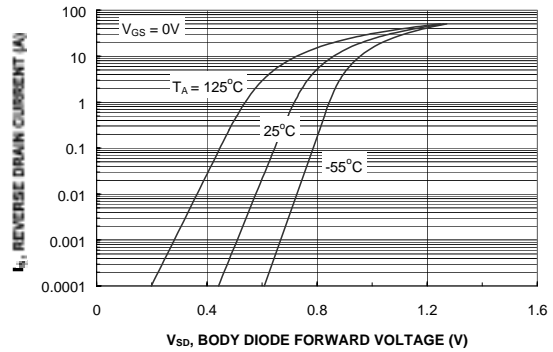


Figure 6. Body Diode Forward Voltage Variation with Source Current and Temperature.

Typical Characteristics: Q2 (continued)

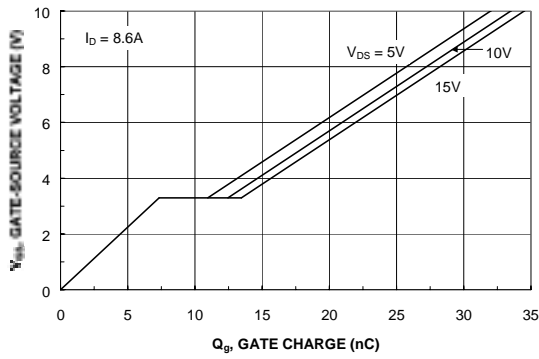


Figure 7. Gate-Charge Characteristics.

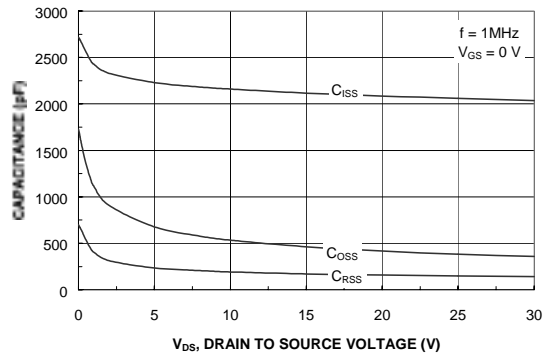


Figure 8. Capacitance Characteristics.

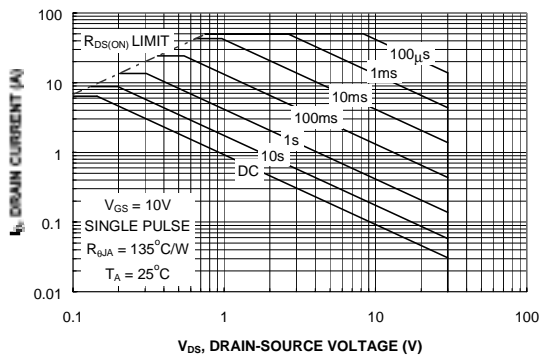


Figure 9. Maximum Safe Operating Area.

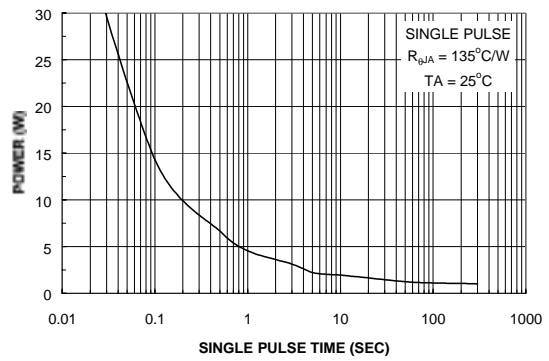


Figure 10. Single Pulse Maximum Power Dissipation.

Typical Characteristics: Q1

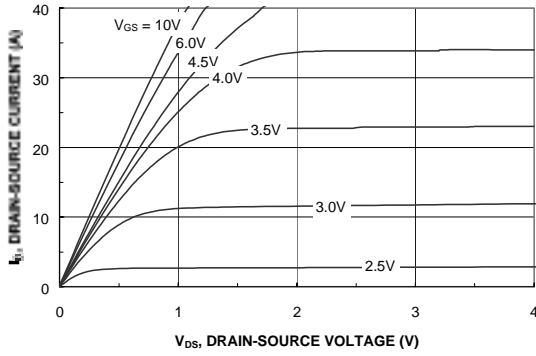


Figure 11. On-Region Characteristics.

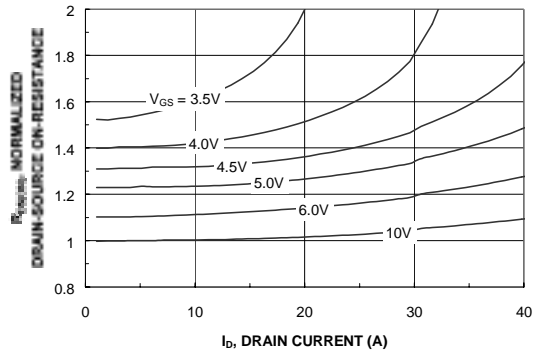


Figure 12. On-Resistance Variation with Drain Current and Gate Voltage.

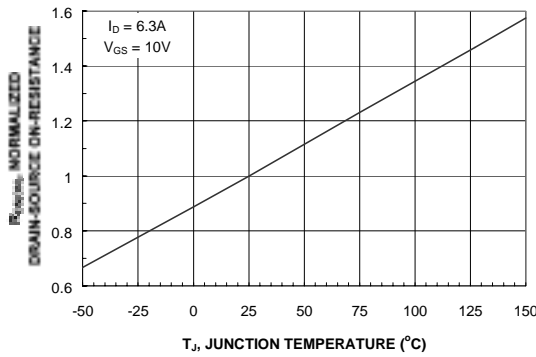


Figure 13. On-Resistance Variation with Temperature.

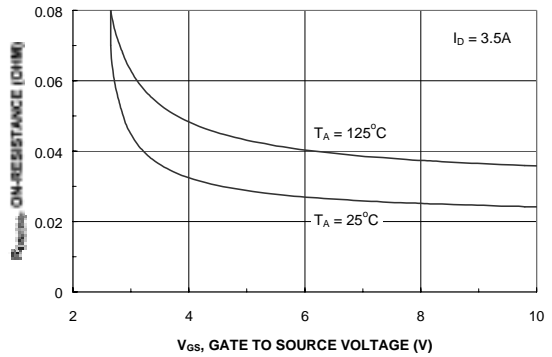


Figure 14. On-Resistance Variation with Gate-to-Source Voltage.

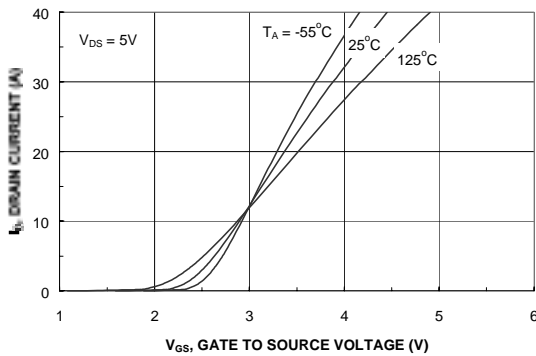


Figure 15. Transfer Characteristics.

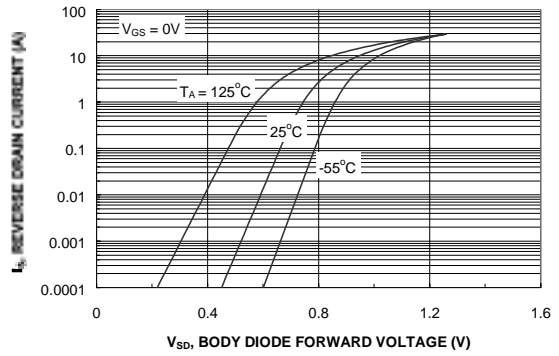


Figure 16. Body Diode Forward Voltage Variation with Source Current and Temperature.

Typical Characteristics: Q1 (continued)

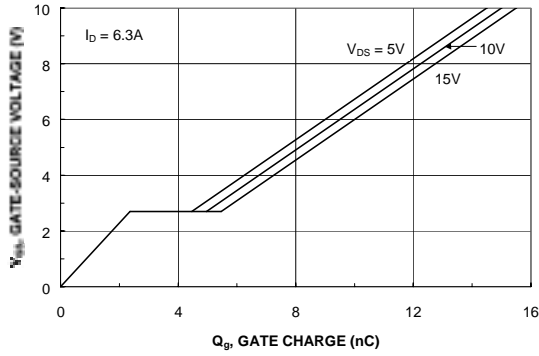


Figure 17. Gate-Charge Characteristics.

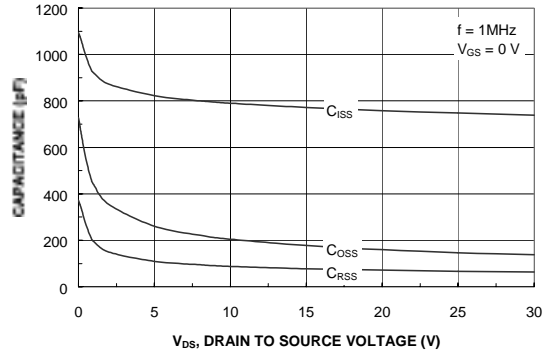


Figure 18. Capacitance Characteristics.

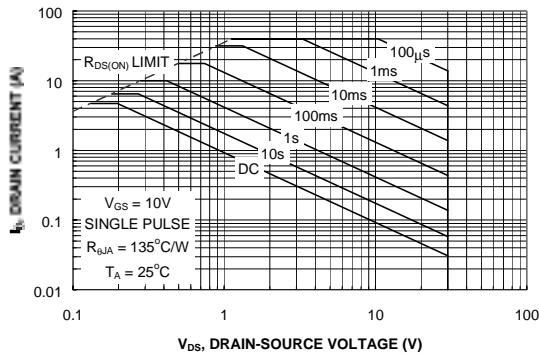


Figure 19. Maximum Safe Operating Area.

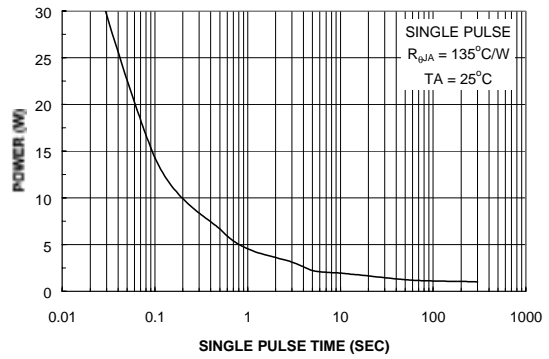


Figure 20. Single Pulse Maximum Power Dissipation.

Typical Characteristics: Q1 & Q2 (continued)

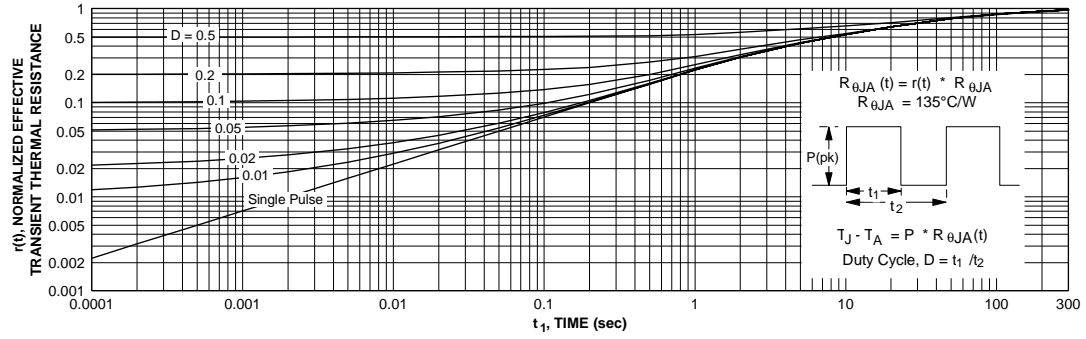


Figure 21. Transient Thermal Response Curve.

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACE _x TM	FAST [®]	OPTOLOGIC TM	SMART START TM	VCX TM
Bottomless TM	FAST _r TM	OPTOPLANAR TM	STAR*POWER TM	
CoolFET TM	FRFET TM	PACMAN TM	Stealth TM	
CROSSVOLT TM	GlobalOptoisolator TM	POP TM	SuperSOT TM -3	
DenseTrench TM	GTO TM	Power247 TM	SuperSOT TM -6	
DOMET TM	HiSeC TM	PowerTrench [®]	SuperSOT TM -8	
EcoSPARK TM	ISOPLANAR TM	QFET TM	SyncFET TM	
E ² CMOS TM	LittleFET TM	QS TM	TinyLogic TM	
EnSigna TM	MicroFET TM	QT Optoelectronics TM	TruTranslation TM	
FACT TM	MicroPak TM	Quiet Series TM	UHC TM	
FACT Quiet Series TM	MICROWIRE TM	SILENT SWITCHER [®]	UltraFET [®]	

STAR*POWER is used under license

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION.

As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

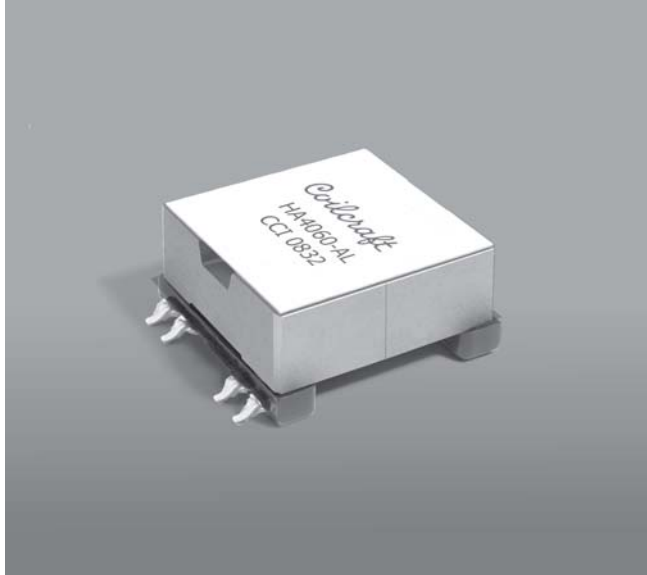
Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.



NEW!

Flyback Transformer

For Linear Technology LT3751 Capacitor Charger Controller



- Flyback transformer for the Linear Technology LT3751 Capacitor Charger Controller
- 120 – 377 V input; up to 500 V output
- 3000 Vrms isolation from primary to secondary windings

Core material Ferrite

Terminations RoHS tin-silver over tin over nickel over phos bronze. Other terminations available at additional cost.

Weight 23.8 g

Ambient temperature –40°C to +85°C

Storage temperature Component: –40°C to +85°C.
Packaging: –40°C to +80°C

Resistance to soldering heat Max three 40 second reflows at +260°C, parts cooled to room temperature between cycles

Moisture Sensitivity Level (MSL) 1 (unlimited floor life at <30°C / 85% relative humidity)

Failures in Time (FIT) / Mean Time Between Failures (MTBF)
38 per billion hours / 26,315,789 hours, calculated per Telcordia SR-332

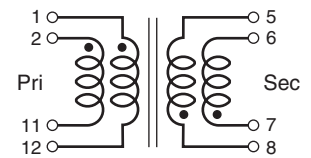
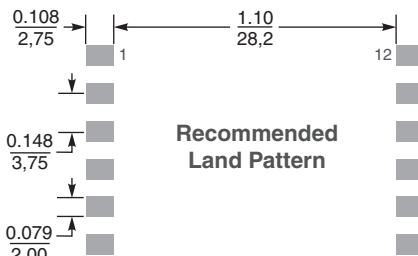
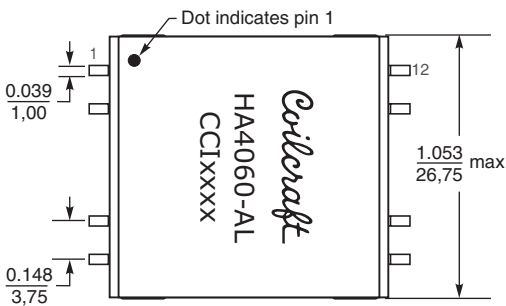
Packaging 24 per tray

PCB washing Only pure water or alcohol recommended

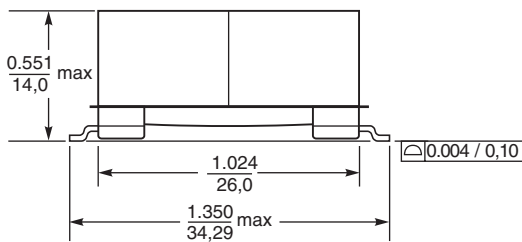
Part number	Inductance at 0 A ¹ ±10% (µH)	Inductance at I _{pk} ² min (µH)	DCR max (Ohms) ³		Leakage inductance ⁴ max (µH)	Turns ratio ⁵ pri : sec	I _{pk} ² (A)	Volt-time product typ (V µsec)
			pri	sec				
HA4060-AL	300	270	0.422	1.58	2.7	1 : 3	2.0	600

1. Inductance is measured at 100 kHz, 0.1 Vrms.
2. Peak primary current drawn at minimum input voltage.
3. DCR is with the windings connected in parallel.
4. Leakage inductance is for both windings of the primary with the secondary windings shorted.

5. Turns ratios are with the primary and secondary windings connected in parallel.
6. Electrical specifications at 25°C.
Refer to Doc 362 "Soldering Surface Mount Components" before soldering.



Primary windings and secondary windings to be connected in parallel on PC board.



Dimensions are in inches / mm



Specifications subject to change without notice.
Please check our website for latest information.

Document 734 Revised 02/0909



BAT46WJ

Single Schottky barrier diode

Rev. 1 — 28 July 2010

Product data sheet

1. Product profile

1.1 General description

Single planar Schottky barrier diode with an integrated guard ring for stress protection, encapsulated in a very small and flat lead SOD323F (SC-90) Surface-Mounted Device (SMD) plastic package.

1.2 Features and benefits

- Low forward voltage
- Reverse voltage $V_R \leq 100$ V
- Very small and flat lead SMD plastic package
- Low capacitance
- AEC-Q101 qualified

1.3 Applications

- High-speed switching
- Line termination
- Voltage clamping
- Reverse polarity protection

1.4 Quick reference data

Table 1. Quick reference data

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
V_R	reverse voltage		-	-	100	V
V_F	forward voltage	$I_F = 250$ mA	[1]	-	850	mV
I_R	reverse current	$V_R = 75$ V	[1]	-	4	μ A

[1] Pulse test: $t_p \leq 300$ μ s; $\delta \leq 0.02$.

2. Pinning information

Table 2. Pinning

Pin	Description	Simplified outline	Graphic symbol
1	cathode		
2	anode		

[1] The marking bar indicates the cathode.

3. Ordering information

Table 3. Ordering information

Type number	Package		
	Name	Description	Version
BAT46WJ	SOC-90	plastic surface-mounted package; 2 leads	SOD323F

4. Marking

Table 4. Marking codes

Type number	Marking code
BAT46WJ	JK

5. Limiting values

Table 5. Limiting values

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60134).

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Max	Unit
V_R	reverse voltage		-	100	V
I_F	forward current		-	250	mA
$I_{F,peak}$	non-repetitive peak forward current	square wave; $t_p < 10$ ms	[1]	2.5	A
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} \leq 25$ °C	[2]	400	mW
			[3]	715	mW
T_J	junction temperature		-	150	°C
T_{amb}	ambient temperature		-55	+150	°C
T_{stg}	storage temperature		-65	+150	°C

[1] $T_J = 25$ °C prior to surge.

[2] Device mounted on an FR4 Printed-Circuit Board (PCB), single-sided copper, tin-plated and standard footprint.

[3] Device mounted on an FR4 PCB, single-sided copper, tin-plated, mounting pad for cathode 1 cm².

[4] Reflow soldering is the only recommended soldering method.

6. Thermal characteristics

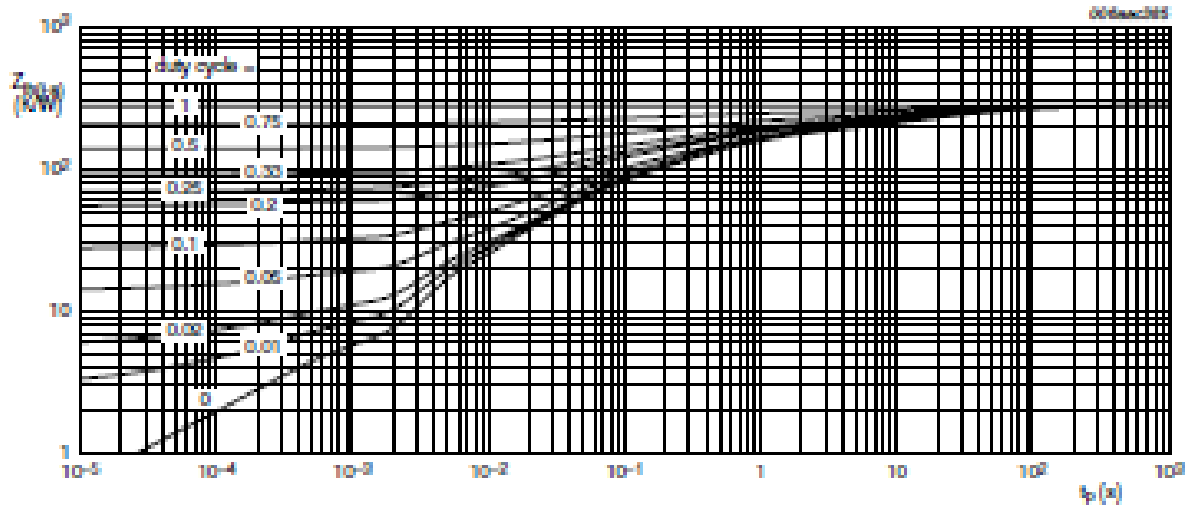
Table 6. Thermal characteristics

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
$R_{th(j-a)}$	thermal resistance from junction to ambient	in free air	[1]	-	310	K/W
			[2]	-	175	K/W

Table 8. Thermal characteristics ...continued

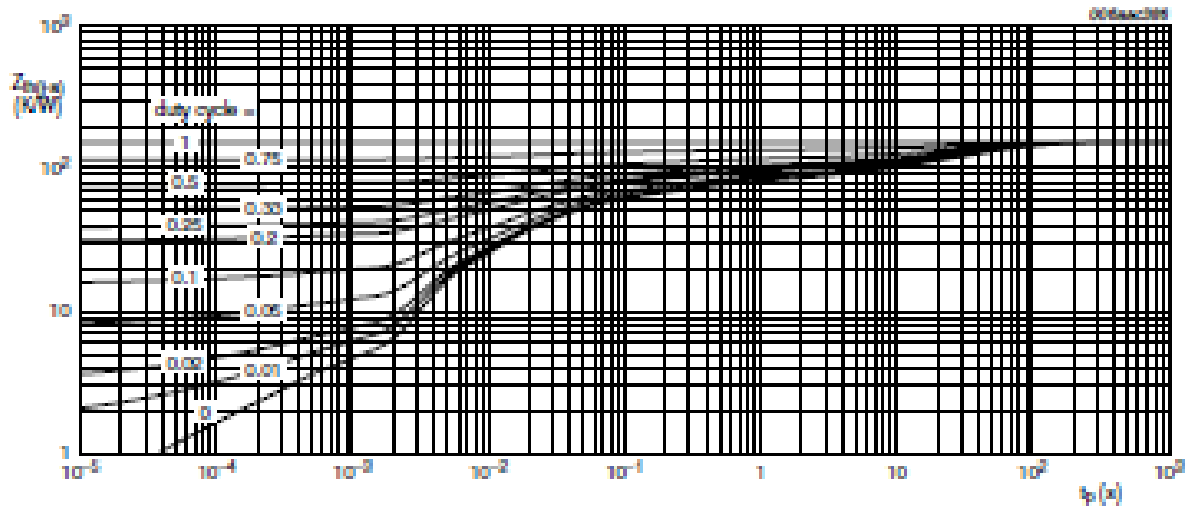
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
$R_{\theta(j-c)}$	thermal resistance from junction to solder point	[4]	-	-	35	K/W

- [1] Device mounted on an FR4 PCB, single-sided copper, tin-plated and standard footprint.
- [2] Device mounted on an FR4 PCB, single-sided copper, tin-plated, mounting pad for cathode 1 cm².
- [3] Reflow soldering is the only recommended soldering method.
- [4] Soldering point of cathode tab.



FR4 PCB, standard footprint

Fig. 1. Transient thermal impedance from junction to ambient as a function of pulse duration; typical values



FR4 PCB, mounting pad for cathode 1 cm²

Fig. 2. Transient thermal impedance from junction to ambient as a function of pulse duration; typical values

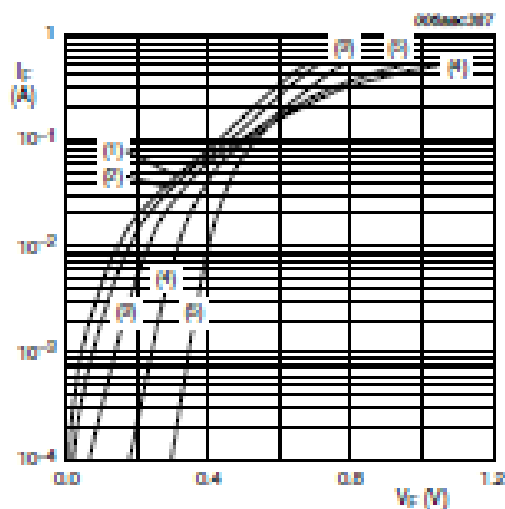
7. Characteristics

Table 7. Characteristics
 $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
V_F	forward voltage		[1]			
		$I_F = 0.1\text{ mA}$	-	175	200	mV
		$I_F = 10\text{ mA}$	-	315	350	mV
		$I_F = 10\text{ mA}; T_J = 40\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	-	470	mV
		$I_F = 50\text{ mA}$	-	415	475	mV
		$I_F = 50\text{ mA}; T_J = 40\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	-	560	mV
		$I_F = 250\text{ mA}$	-	710	850	mV
I_R	reverse current		[1]			
		$V_R = 1.5\text{ V}$	-	0.2	0.5	μA
		$V_R = 1.5\text{ V}; T_J = 60\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	-	12	μA
		$V_R = 10\text{ V}$	-	0.3	0.8	μA
		$V_R = 10\text{ V}; T_J = 60\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	-	20	μA
		$V_R = 50\text{ V}$	-	0.7	2	nA
		$V_R = 50\text{ V}; T_J = 60\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	-	44	μA
		$V_R = 75\text{ V}$	-	1	4	μA
		$V_R = 75\text{ V}; T_J = 60\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	-	80	μA
		$V_R = 100\text{ V}$	-	2	9	μA
		$V_R = 100\text{ V}; T_J = 60\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	-	120	μA
$V_R = 100\text{ V}; T_J = 85\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	-	600	μA		
C_d	diode capacitance	$f = 1\text{ MHz}$				
		$V_R = 0\text{ V}$	-	-	39	pF
		$V_R = 1\text{ V}$	-	-	21	pF
t_{rr}	reverse recovery time		[2]	5.9	-	ns

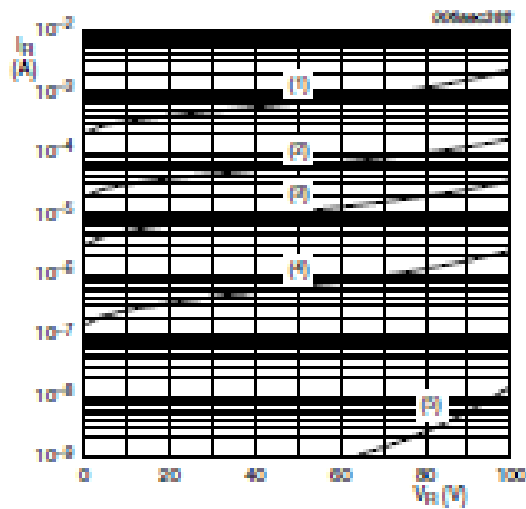
[1] Pulse test; $t_p \leq 300\text{ }\mu\text{s}$; $\delta \leq 0.02$.

[2] When switched from $I_F = 10\text{ mA}$ to $I_R = 10\text{ mA}$; $R_L = 100\text{ }\Omega$; measured at $I_F = 1\text{ mA}$.



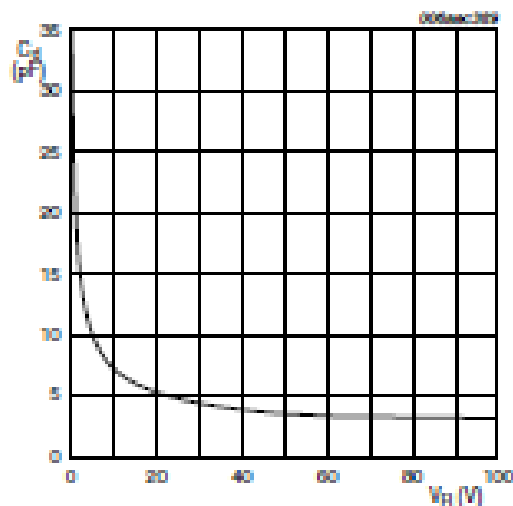
- (1) $T_{amb} = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$
- (2) $T_{amb} = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$
- (3) $T_{amb} = 85\text{ }^{\circ}\text{C}$
- (4) $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$
- (5) $T_{amb} = -40\text{ }^{\circ}\text{C}$

Fig 3. Forward current as a function of forward voltage; typical values



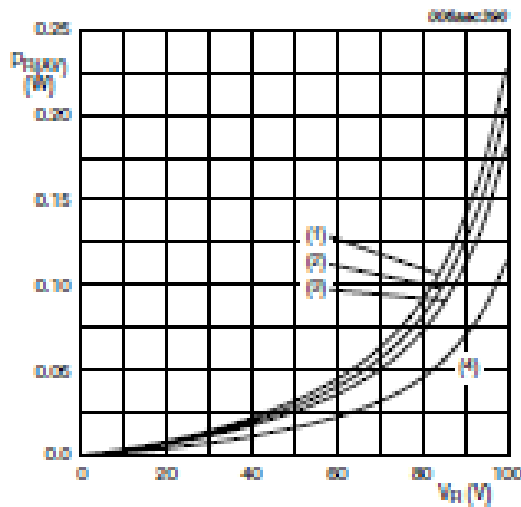
- (1) $T_{amb} = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$
- (2) $T_{amb} = 85\text{ }^{\circ}\text{C}$
- (3) $T_{amb} = 60\text{ }^{\circ}\text{C}$
- (4) $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$
- (5) $T_{amb} = -40\text{ }^{\circ}\text{C}$

Fig 4. Reverse current as a function of reverse voltage; typical values



$f = 1\text{ MHz}$; $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

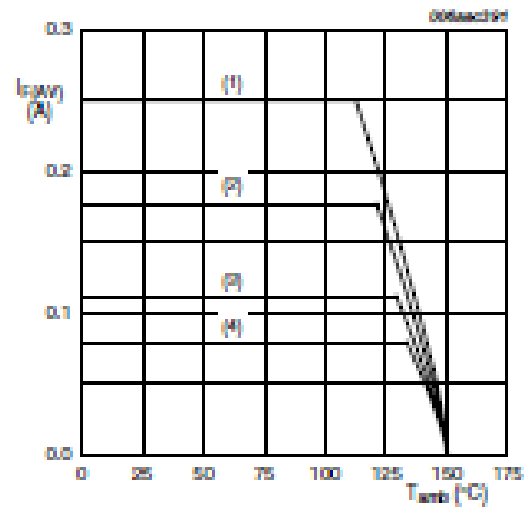
Fig 6. Diode capacitance as a function of reverse voltage; typical values



$T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$

- (1) $\delta = 1$
- (2) $\delta = 0.9$
- (3) $\delta = 0.8$
- (4) $\delta = 0.5$

Fig 6. Average reverse power dissipation as a function of reverse voltage; typical values

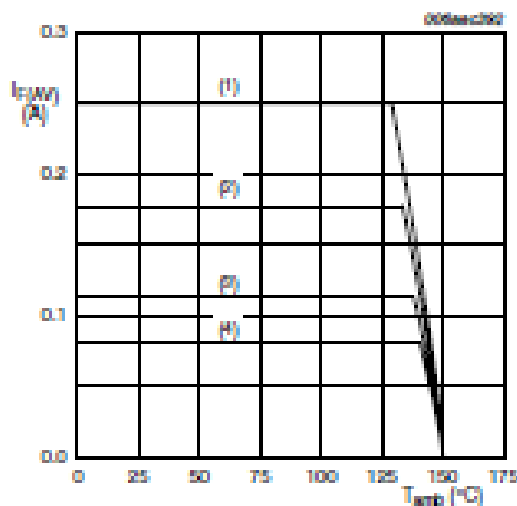


FR4 PCB, standard footprint

$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$

- (1) $\delta = 1$; DC
- (2) $\delta = 0.5$; $f = 20\text{ kHz}$
- (3) $\delta = 0.2$; $f = 20\text{ kHz}$
- (4) $\delta = 0.1$; $f = 20\text{ kHz}$

Fig 7. Average forward current as a function of ambient temperature; typical values

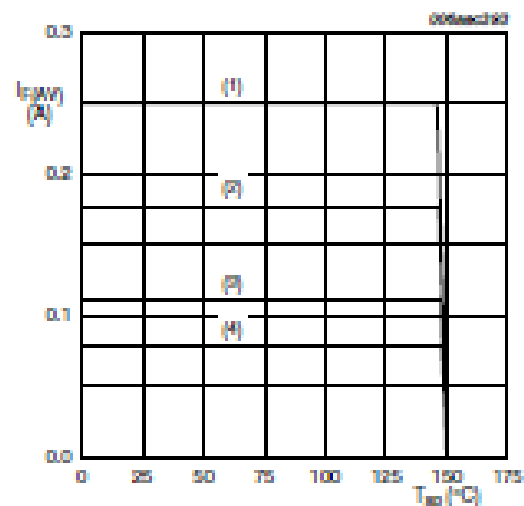


FR4 PCB, mounting pad for cathode 1 cm^2

$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$

- (1) $\delta = 1$; DC
- (2) $\delta = 0.5$; $f = 20\text{ kHz}$
- (3) $\delta = 0.2$; $f = 20\text{ kHz}$
- (4) $\delta = 0.1$; $f = 20\text{ kHz}$

Fig 8. Average forward current as a function of ambient temperature; typical values

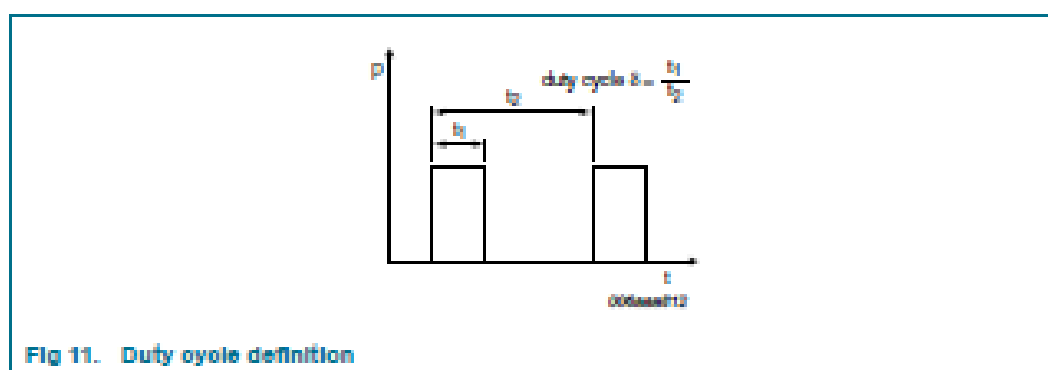
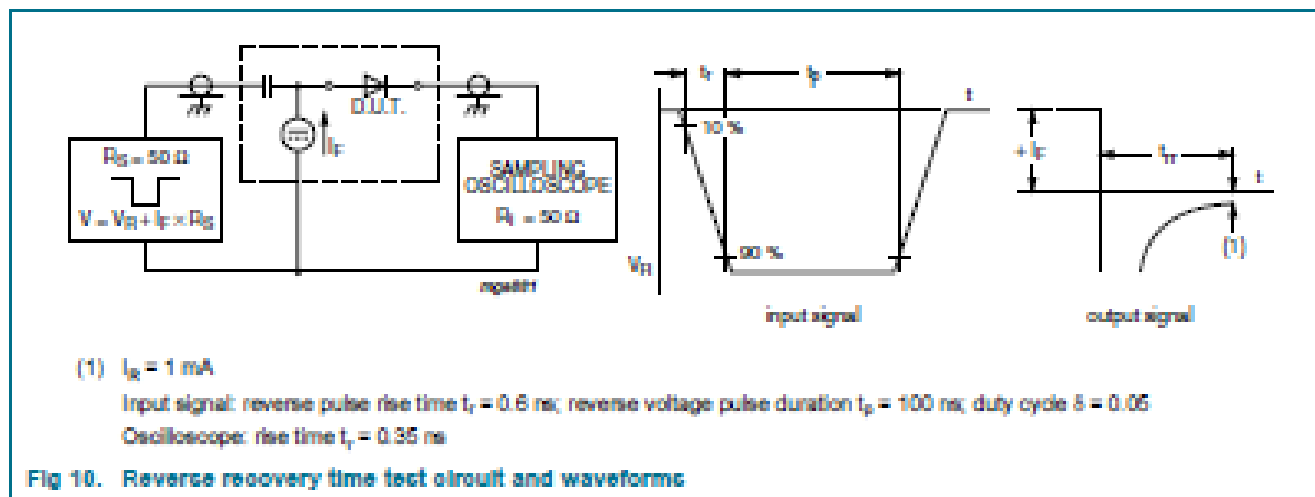


$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$

- (1) $\delta = 1$; DC
- (2) $\delta = 0.5$; $f = 20\text{ kHz}$
- (3) $\delta = 0.2$; $f = 20\text{ kHz}$
- (4) $\delta = 0.1$; $f = 20\text{ kHz}$

Fig 8. Average forward current as a function of solder point temperature; typical values

8. Test information



The current ratings for the typical waveforms as shown in [Figure 7](#), [8](#) and [9](#) are calculated according to the equations: $I_{F(AV)} = I_M \times \delta$ with I_M defined as peak current, $I_{RMS} = I_{F(AV)}$ at DC, and $I_{RMS} = I_M \times \sqrt{\delta}$ with I_{RMS} defined as RMS current.

8.1 Quality information

This product has been qualified in accordance with the Automotive Electronics Council (AEC) standard Q101 - Stress test qualification for discrete semiconductors, and is suitable for use in automotive applications.

9. Package outline

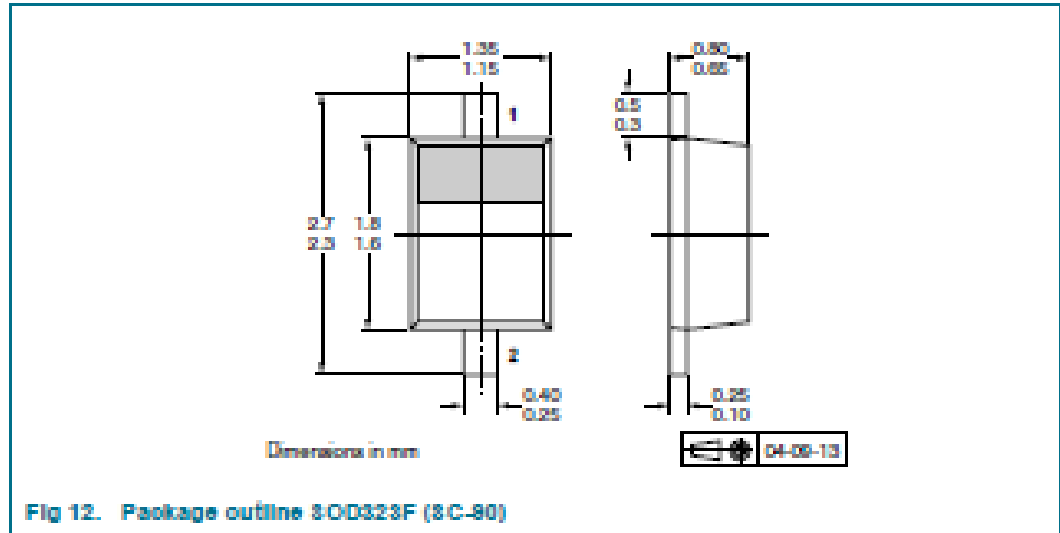


Fig 12. Package outline SOD323F (S-C-80)

10. Packing information

Table 8. Packing methods

The indicated -xxx are the last three digits of the 12NC ordering code [U](#)

Type number	Package	Description	Packing quantity	
			3000	10000
BAT46WJ	SOD323F	4 mm pitch, 8 mm tape and reel	-115	-135

[1] For further information and the availability of packing methods, see [Section 14](#).

11. Soldering

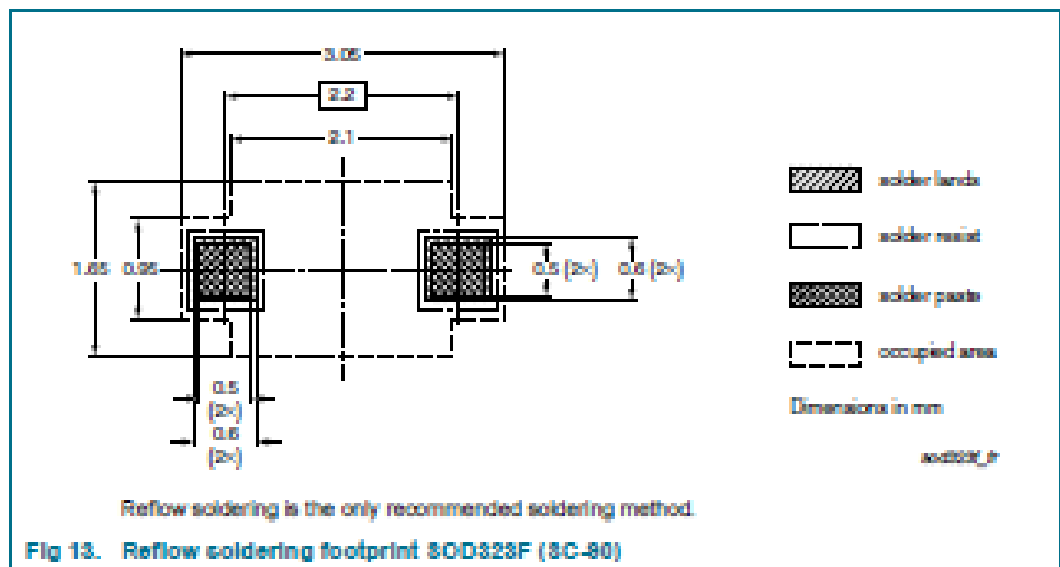


Fig 13. Reflow soldering footprint SOD323F (S-C-80)

12. Revision history

Table 8. Revision history

Document ID	Release date	Data sheet status	Change notice	Supersedes
BAT46WJ v.1	20100728	Product data sheet	-	-

13. Legal information

13.1 Data sheet status

Document status ^[1]	Product status ^[2]	Definition
Objective (short) data sheet	Development	This document contains data from the objective specification for product development.
Preliminary (short) data sheet	Qualification	This document contains data from the preliminary specification.
Product (short) data sheet	Production	This document contains the product specification.

[1] Please consult the most recently issued document before initiating or completing a design.

[2] The term 'short data sheet' is explained in section "Definitions".

[3] The product status of device(s) described in this document may have changed since this document was published and may differ in case of multiple devices. The latest product status information is available on the internet at URL: <http://www.nxp.com>.

13.2 Definitions

Draft — The document is a draft version only. The content is still under internal review and subject to formal approval, which may result in modifications or additions. NXP Semiconductors does not give any representations or warranties as to the accuracy or completeness of information included herein and shall have no liability for the consequences of use of such information.

Short data sheet — A short data sheet is an extract from a full data sheet with the same product type number(s) and title. A short data sheet is intended for quick reference only and should not be relied upon to contain detailed and full information. For detailed and full information see the relevant full data sheet, which is available on request via the local NXP Semiconductors sales office. In case of any inconsistency or conflict with the short data sheet, the full data sheet shall prevail.

Product specification — The information and data provided in a Product data sheet shall define the specification of the product as agreed between NXP Semiconductors and its customer, unless NXP Semiconductors and customer have explicitly agreed otherwise in writing. In no event however, shall an agreement be valid in which the NXP Semiconductors product is deemed to offer functions and qualities beyond those described in the Product data sheet.

13.3 Disclaimers

Limited warranty and liability — Information in this document is believed to be accurate and reliable. However, NXP Semiconductors does not give any representations or warranties, expressed or implied, as to the accuracy or completeness of such information and shall have no liability for the consequences of use of such information.

In no event shall NXP Semiconductors be liable for any indirect, incidental, punitive, special or consequential damages (including - without limitation - lost profits, lost savings, business interruption, costs related to the removal or replacement of any products or rework charges) whether or not such damages are based on tort (including negligence), warranty, breach of contract or any other legal theory.

Notwithstanding any damages that customer might incur for any reason whatsoever, NXP Semiconductors' aggregate and cumulative liability towards customer for the products described herein shall be limited in accordance with the Terms and conditions of commercial sale of NXP Semiconductors.

Right to make changes — NXP Semiconductors reserves the right to make changes to information published in this document, including without limitation specifications and product descriptions, at any time and without notice. This document supersedes and replaces all information supplied prior to the publication hereof.

Suitability for use — NXP Semiconductors products are not designed, authorized or warranted to be suitable for use in life support, life-critical or safety-critical systems or equipment, nor in applications where failure or

malfunction of an NXP Semiconductors product can reasonably be expected to result in personal injury, death or severe property or environmental damage. NXP Semiconductors accepts no liability for inclusion and/or use of NXP Semiconductors products in such equipment or applications and therefore such inclusion and/or use is at the customer's own risk.

Applications — Applications that are described herein for any of these products are for illustrative purposes only. NXP Semiconductors makes no representation or warranty that such applications will be suitable for the specified use without further testing or modification.

Customers are responsible for the design and operation of their applications and products using NXP Semiconductors products, and NXP Semiconductors accepts no liability for any assistance with applications or customer product design. It is customer's sole responsibility to determine whether the NXP Semiconductors product is suitable and fit for the customer's applications and products planned, as well as for the planned application and use of customer's third party customer(s). Customers should provide appropriate design and operating safeguards to minimize the risks associated with their applications and products.

NXP Semiconductors does not accept any liability related to any default, damage, costs or problem which is based on any weakness or default in the customer's applications or products, or the application or use by customer's third party customer(s). Customer is responsible for doing all necessary testing for the customer's applications and products using NXP Semiconductors products in order to avoid a default of the applications and the products or of the application or use by customer's third party customer(s). NXP does not accept any liability in this respect.

Limiting values — Stress above one or more limiting values (as defined in the Absolute Maximum Ratings System of IEC 60134) will cause permanent damage to the device. Limiting values are stress ratings only and (proper) operation of the device at these or any other conditions above those given in the Recommended operating conditions section (if present) or the Characteristics sections of this document is not warranted. Constant or repeated exposure to limiting values will permanently and irreversibly affect the quality and reliability of the device.

Terms and conditions of commercial sale — NXP Semiconductors products are sold subject to the general terms and conditions of commercial sale, as published at <http://www.nxp.com/profile/terms>, unless otherwise agreed in a valid written individual agreement. In case an individual agreement is concluded only the terms and conditions of the respective agreement shall apply. NXP Semiconductors hereby expressly objects to applying the customer's general terms and conditions with regard to the purchase of NXP Semiconductors products by customer.

No offer to sell or license — Nothing in this document may be interpreted or construed as an offer to sell products that is open for acceptance or the grant, conveyance or implication of any license under any copyrights, patents or other industrial or intellectual property rights.

Export control — This document as well as the item(s) described herein may be subject to export control regulations. Export might require a prior authorization from national authorities.

Quick reference data — The Quick reference data is an extract of the product data given in the Limiting values and Characteristics sections of this document, and as such is not complete, exhaustive or legally binding.

13.4 Trademarks

Notice: All referenced brands, product names, service names and trademarks are the property of their respective owners.

14. Contact information

For more information, please visit: <http://www.nxp.com>

For sales office addresses, please send an email to: salesaddresses@nxp.com

15. Contents

1	Product profile	1
1.1	General description	1
1.2	Features and benefits	1
1.3	Applications	1
1.4	Quick reference data	1
2	Pinning information	1
3	Ordering information	2
4	Marking	2
6	Limiting values	2
8	Thermal characteristics	2
7	Characteristics	4
8	Test information	7
8.1	Quality information	7
9	Package outline	8
10	Packing information	8
11	Soldering	8
12	Revision history	9
13	Legal information	10
13.1	Data sheet status	10
13.2	Definitions	10
13.3	Disclaimers	10
13.4	Trademarks	11
14	Contact information	11
16	Contents	12

Please be aware that important notices concerning this document and the product(s) described herein, have been included in section 'Legal information'.

© NXP B.V. 2016.

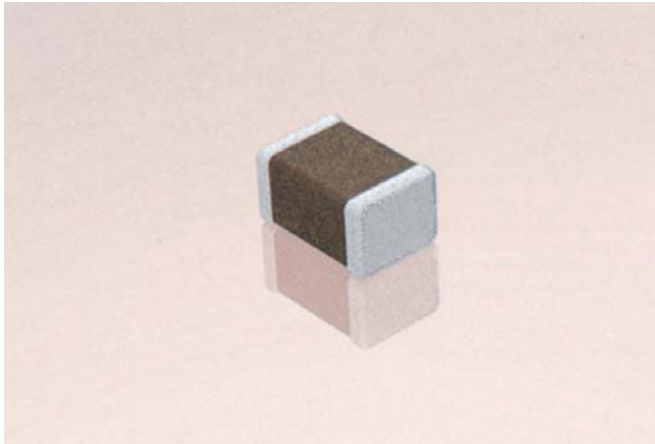
All rights reserved.

For more information, please visit: <http://www.nxp.com>
For sales office addresses, please send an email to: salesaddresses@nxp.com

Date of release: 20 July 2016
Document identifier: BAT46WJ

Y5V Dielectric

General Specifications



Y5V formulations are for general-purpose use in a limited temperature range. They have a wide temperature characteristic of +22% –82% capacitance change over the operating temperature range of –30°C to +85°C.

These characteristics make Y5V ideal for decoupling applications within limited temperature range.

PART NUMBER (see page 2 for complete part number explanation)

0805

Size
(L" x W")

3

Voltage
6.3V = 6
10V = Z
16V = Y
25V = 3
50V = 5

G

Dielectric
Y5V = G

104

Capacitance Code (In pF)
2 Sig. Digits + Number of Zeros

Z

Capacitance Tolerance
Z = +80 –20%

A

Failure Rate
A = Not Applicable

T

Terminations
T = Plated Ni and Sn

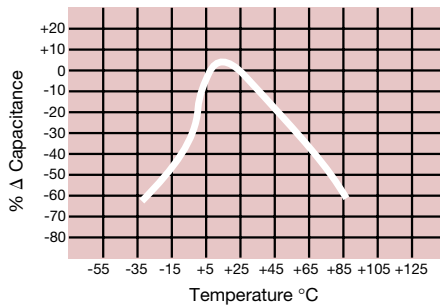
2

Packaging
2 = 7" Reel
4 = 13" Reel

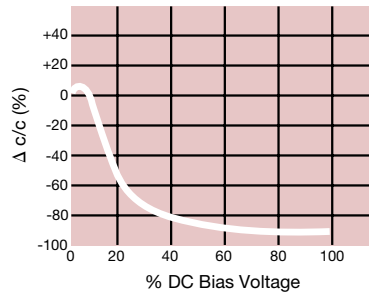
A

Special Code
A = Std. Product

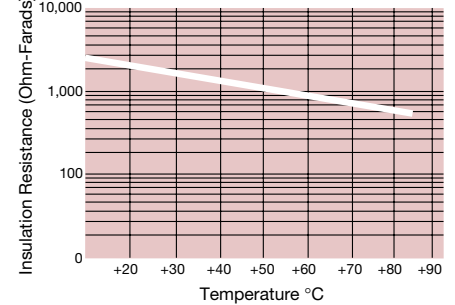
Temperature Coefficient



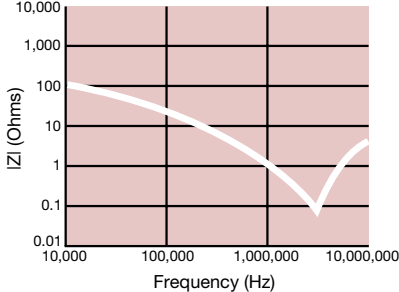
Capacitance Change vs. DC Bias Voltage



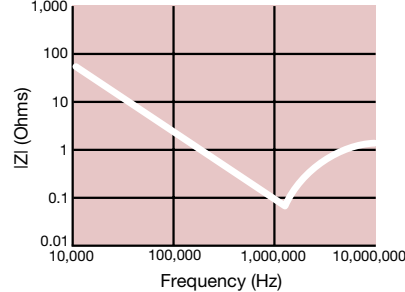
Insulation Resistance vs. Temperature



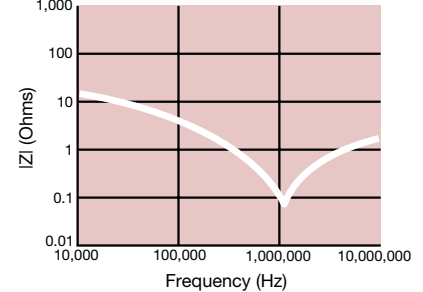
0.1 μF - 0603 Impedance vs. Frequency



0.22 μF - 0805 Impedance vs. Frequency



1 μF - 1206 Impedance vs. Frequency



Specifications and Test Methods

Parameter/Test		Y5V Specification Limits	Measuring Conditions	
Operating Temperature Range		-30°C to +85°C	Temperature Cycle Chamber	
Capacitance		Within specified tolerance	Freq.: 1.0 kHz ± 10% Voltage: 1.0Vrms ± .2V For Cap > 10 µF, 0.5Vrms @ 120Hz	
Dissipation Factor		≤ 5.0% for ≥ 50V DC rating ≤ 7.0% for 25V DC rating ≤ 9.0% for 16V DC rating ≤ 12.5% for ≤ 10V DC rating		
Insulation Resistance		100,000MΩ or 500MΩ - µF, whichever is less	Charge device with rated voltage for 120 ± 5 secs @ room temp/humidity	
Dielectric Strength		No breakdown or visual defects	Charge device with 300% of rated voltage for 1-5 seconds, w/charge and discharge current limited to 50 mA (max)	
Resistance to Flexure Stresses	Appearance	No defects	Deflection: 2mm Test Time: 30 seconds 1mm/sec 90 mm	
	Capacitance Variation	≤ ±30%		
	Dissipation Factor	Meets Initial Values (As Above)		
	Insulation Resistance	≥ Initial Value x 0.1		
Solderability		≥ 95% of each terminal should be covered with fresh solder	Dip device in eutectic solder at 230 ± 5°C for 5.0 ± 0.5 seconds	
Resistance to Solder Heat	Appearance	No defects, <25% leaching of either end terminal	Dip device in eutectic solder at 260°C for 60 seconds. Store at room temperature for 24 ± 2 hours before measuring electrical properties.	
	Capacitance Variation	≤ ±20%		
	Dissipation Factor	Meets Initial Values (As Above)		
	Insulation Resistance	Meets Initial Values (As Above)		
	Dielectric Strength	Meets Initial Values (As Above)		
Thermal Shock	Appearance	No visual defects	Step 1: -30°C ± 2°	30 ± 3 minutes
	Capacitance Variation	≤ ±20%	Step 2: Room Temp	≤ 3 minutes
	Dissipation Factor	Meets Initial Values (As Above)	Step 3: +85°C ± 2°	30 ± 3 minutes
	Insulation Resistance	Meets Initial Values (As Above)	Step 4: Room Temp	≤ 3 minutes
	Dielectric Strength	Meets Initial Values (As Above)	Repeat for 5 cycles and measure after 24 ± 2 hours at room temperature	
	Load Life		No visual defects	Charge device with twice rated voltage in test chamber set at 85°C ± 2°C for 1000 hours (+48, -0)
Load Humidity	Capacitance Variation	≤ ±30%	Remove from test chamber and stabilize at room temperature for 24 ± 2 hours before measuring.	
	Dissipation Factor	≤ Initial Value x 1.5 (See Above)		
	Insulation Resistance	≥ Initial Value x 0.1 (See Above)		
	Dielectric Strength	Meets Initial Values (As Above)		
	Appearance	No visual defects		
Load Humidity	Capacitance Variation	≤ ±30%	Store in a test chamber set at 85°C ± 2°C/ 85% ± 5% relative humidity for 1000 hours (+48, -0) with rated voltage applied.	
	Dissipation Factor	≤ Initial Value x 1.5 (See above)		
	Insulation Resistance	≥ Initial Value x 0.1 (See Above)		
	Dielectric Strength	Meets Initial Values (As Above)		
	Appearance	No visual defects		

Y5V Dielectric

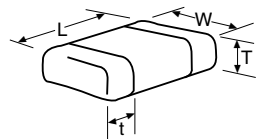
Capacitance Range



PREFERRED SIZES ARE SHADED

SIZE	0201		0402			0603				0805				1206				1210			
Soldering	Reflow Only		Reflow Only			Reflow Only				Reflow/Wave				Reflow/Wave				Reflow Only			
Packaging	All Paper		All Paper			All Paper				Paper/Embossed				Paper/Embossed				Paper/Embossed			
(L) Length	MM (in.)	0.60 ± 0.03 (0.024 ± 0.001)	1.00 ± 0.10 (0.040 ± 0.004)			1.60 ± 0.15 (0.063 ± 0.006)				2.01 ± 0.20 (0.079 ± 0.008)				3.20 ± 0.20 (0.126 ± 0.008)				3.20 ± 0.20 (0.126 ± 0.008)			
(W) Width	MM (in.)	0.30 ± 0.03 (0.011 ± 0.001)	0.50 ± 0.10 (0.020 ± 0.004)			.81 ± 0.15 (0.032 ± 0.006)				1.25 ± 0.20 (0.049 ± 0.008)				1.60 ± 0.20 (0.063 ± 0.008)				2.50 ± 0.20 (0.098 ± 0.008)			
(t) Terminal	MM (in.)	0.15 ± 0.05 (0.006 ± 0.002)	0.25 ± 0.15 (0.010 ± 0.006)			0.35 ± 0.15 (0.014 ± 0.006)				0.50 ± 0.25 (0.020 ± 0.010)				0.50 ± 0.25 (0.020 ± 0.010)				.50 ± 0.25 (0.020 ± 0.010)			
WVDC		6.3 10	16 25 50			10 16 25 50				10 16 25 50				10 16 25 50				10 16 25 50			
Cap (pF)			A																		
Cap (μF)			A	A		C	C			G	G										
			A			C	C			G	G	G									
WVDC		6.3 10	16 25 50			10 16 25 50				10 16 25 50				10 16 25 50				10 16 25 50			
SIZE	0201		0402			0603				0805				1206				1210			

Letter	A	C	E	G	J	K	M	N	P	Q	X	Y	Z
Max. Thickness	0.33 (0.013)	0.56 (0.022)	0.71 (0.028)	0.86 (0.034)	0.94 (0.037)	1.02 (0.040)	1.27 (0.050)	1.40 (0.055)	1.52 (0.060)	1.78 (0.070)	2.29 (0.090)	2.54 (0.100)	2.79 (0.110)
	PAPER					EMBOSSSED							



Notice for TAIYO YUDEN products

Please read this notice before using the TAIYO YUDEN products.

REMINDERS

- Product information in this catalog is as of October 2009. All of the contents specified herein are subject to change without notice due to technical improvements, etc. Therefore, please check for the latest information carefully before practical application or usage of the Products.

Please note that Taiyo Yuden Co., Ltd. shall not be responsible for any defects in products or equipment incorporating such products, which are caused under the conditions other than those specified in this catalog or individual specification.

- Please contact Taiyo Yuden Co., Ltd. for further details of product specifications as the individual specification is available.
- Please conduct validation and verification of products in actual condition of mounting and operating environment before commercial shipment of the equipment.
- All electronic components or functional modules listed in this catalog are developed, designed and intended for use in general electronics equipment.(for AV, office automation, household, office supply, information service, telecommunications, (such as mobile phone or PC) etc.). Before incorporating the components or devices into any equipment in the field such as transportation,(automotive control, train control, ship control), transportation signal, disaster prevention, medical, public information network (telephone exchange, base station) etc. which may have direct influence to harm or injure a human body, please contact Taiyo Yuden Co., Ltd. for more detail in advance. Do not incorporate the products into any equipment in fields such as aerospace, aviation, nuclear control, submarine system, military, etc. where higher safety and reliability are especially required.

In addition, even electronic components or functional modules that are used for the general electronic equipment, if the equipment or the electric circuit require high safety or reliability function or performances, a sufficient reliability evaluation check for safety shall be performed before commercial shipment and moreover, due consideration to install a protective circuit is strongly recommended at customer's design stage.

- The contents of this catalog are applicable to the products which are purchased from our sales offices or distributors (so called "TAIYO YUDEN' s official sales channel").
It is only applicable to the products purchased from any of TAIYO YUDEN' s official sales channel.
- Please note that Taiyo Yuden Co., Ltd. shall have no responsibility for any controversies or disputes that may occur in connection with a third party's intellectual property rights and other related rights arising from your usage of products in this catalog. Taiyo Yuden Co., Ltd. grants no license for such rights.

■ Caution for export

Certain items in this catalog may require specific procedures for export according to "Foreign Exchange and Foreign Trade Control Law" of Japan, "U.S. Export Administration Regulations", and other applicable regulations. Should you have any question or inquiry on this matter, please contact our sales staff.
Should you have any question or inquiry on this matter, please contact our sales staff.

HIGH VALUE MULTILAYER CERAMIC CAPACITORS



WAVE REFLOW

FEATURES

- The use of nickel as electrode material and plating processing improve the solderability and heat resistance characteristics. It also prevents migration and raises the level of reliability.
- Low equivalent series resistance(ESR) provides superior noise absorption characteristics.
- Compared to tantalum or aluminum electrolytic capacitors, multilayer ceramic capacitors offer a number of superior features, including:
Higher permissible ripple current values
Smaller case sizes with high rated voltage
Improved reliability due to higher insulation resistance and breakdown voltage.

APPLICATIONS

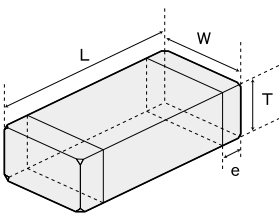
- General digital circuit
- Power supply bypass capacitors
Liquid crystal modules
Liquid crystal drive voltage lines
LSI, IC, converters(both for input and output)
- Smoothing capacitors
DC-DC converters (for both input and output)
Switching power supplies (secondary side)

ORDERING CODE



1 Rated voltage (VDC)		2 Series name		3 Dimensions (EIA) L×W (mm)		4 Temperature characteristics code		5 Nominal capacitance (pF)		6 Capacitance tolerance		7 Thickness (mm)		8 Special code		9 Internal code	
A	4	M	Multilayer ceramic capacitor	107 (0603)	1.6×0.8	BJ	B	example		K	±10%	K	0.45	-	Standard product	Δ	Standard product
J	6.3			212 (0805)	2.0×1.25	B7	X7R	473	47,000	M	±20%	A	0.8				
L	10			316 (1206)	3.2×1.6	ΔF	F	105	1,000,000	Z	+80 -20 %	D	0.85				
E	16		3 End termination K Plated	325 (1210)	3.2×2.5		Y5V					L	1.6				
T	25											N	1.9				
G	35											Y	2.0max				
U	50											M	2.5				
														10 Packaging			
														T	φ178mm Taping (4mm pitch) All types		
														P	φ178mm Taping (4mm pitch, 1000pcs/reel) 1210Type Thickness : M		

EXTERNAL DIMENSIONS/STANDARD QUANTITY



Note:

- *1. Including dimension tolerance ± 0.15mm (±0.006 inch).
- *2. Including dimension tolerance ± 0.3mm (±0.012 inch).
- *3. Including dimension tolerance ± 0.2mm (±0.008 inch).
- *4. Including dimension tolerance + 0.15/-0.1mm (+ 0.006/-0.004 inch).

Type(EIA)	L	W	T	e	Standard quantity [pcs]		
					Paper tape	Embossed tape	
□MK107 (0603)	1.6±0.10 ^{-3,4} (0.063±0.004)	0.8±0.10 ^{-3,4} (0.031±0.004)	0.45±0.05(0.018±0.002) 0.8±0.10 ^{-3,4} (0.031±0.004)	K A	0.35±0.25 (0.014±0.010)	4000	
□MK212 (0805)	2.0±0.10 ^{-1,3} (0.079±0.004)	1.25±0.10 ^{-1,3} (0.049±0.004)	0.45±0.05(0.018±0.002)	K	0.5±0.25 (0.020±0.010)	4000	
			0.85±0.10(0.033±0.004)	D		—	
			1.25±0.10 ^{-1,3} (0.049±0.004)	G		—	
□MK316 (1206)	3.2±0.15 ⁻³ (0.126±0.006)	1.6±0.15 ⁻³ (0.063±0.006)	0.85±0.10(0.033±0.004)	D	0.5 ^{+0.35} _{-0.25} (0.020±0.014)	4000	
			1.25±0.10(0.049±0.004)	G		—	
			1.6±0.20(0.063±0.008)	L		—	
			1.6±0.20(0.063±0.008)	D		—	
□MK325 (1210)	3.2±0.30 (0.126±0.012)	2.5±0.20 ⁻² (0.098±0.008)	1.9±0.20(0.075±0.008)	N	0.6±0.3 (0.024±0.012)	—	
			1.9±0.2 ^{+0.1} _{-0.2} (0.075±0.008)	Y			2000
			2.5±0.20 ⁻² (0.098±0.008)	M			
			2.5±0.20 ⁻² (0.098±0.008)	M			Unit : mm (inch)

AVAILABLE CAPACITANCE RANGE

Cap. [µF]	Type	107				212				316				325				
		T/C	X7R	B/X5R	X5R	F/Y5V	X7R	B/X5R	X5R	F/Y5V	X7R	B/X5R	X5R	F/Y5V	X7R	B/X5R	X5R	F/Y5V
0.1	104				A			G										
0.15	154																	
0.22	224	A	A	A	A	A	A											
0.33	334																	
0.47	474	A	A	A	A	A	A											
0.68	684																	
1	105	A	A	A	A	A	A											
2.2	225																	
3.3	335																	
4.7	475				A	A		G	G	G	G	G						
6.8	685																	
10	106				A	A	A											
22	226																	
47	476																	
100	107																	

Note : Letters in the table indicate thickness.

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

● Low Profile Multilayer Ceramic Capacitors

Type	107						212						316						325															
	B/X5R		X5R		X7R		B/X5R		X5R		F/Y5V		B/X5R		X5R		F/Y5V		B/X5R															
	TC	10	6.3	25	16	10	6.3	16	10	25	16	10	6.3	50	10	6.3	50	25	16	10	6.3	25	16	10	6.3	50	35	10	6.3	25	16	10		
0.1	104																																	
0.22	224																																	
0.33	334																																	
0.47	474							D		D																								
0.68	684																																	
1	105	K	K	K	K	K		D	D	D	D	D													D	D								
2.2	225					K	K	D	D	D	D	D		D	D	D										D	D	G						
3.3	335																																	D
4.7	475					K	K			D	D	D		K	D	K		D		D	D	D					G	D					D	
6.8	685																																	
10	106											D	D	D	K				D	D	D	D							D	D	D	D	D	
22	226																												D	D				D
47	476																																	D

Note : Letters in the table indicate thickness.

Temp. char. Code	Temperature characteristics				Capacitance tolerance (%)
	Applicable standard	Temperature range [°C]	Ref. Temp. [°C]	Capacitance change (%)	
BJ	JIS B	-25~+85	20	±10	±10 (K)
	EIA X5R	-55~+85	25	±15	
B7	EIA X7R	-55~+125	25	±15	±20 (M)
F	JIS F	-25~+85	20	+30/-80	+80 (Z)
	EIA Y5V	-30~+85	25	+22/-82	

■ PART NUMBERS

● 107TYPE

[Temp.char. BJ:B/X5R]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance (μF)	Temperature characteristics	Dissipation factor (%) Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness (mm)	
50V	UMK107 BJ105□A ¹	RoHS	1	X5R	10	R	±10% ±20%	0.8±0.1	
35V	GMK107 BJ105□A ¹	RoHS	1	B/X5R	5			0.8±0.1	
25V	TMK107 BJ105□K ¹	RoHS	1	X5R	10	0.45±0.05			
	TMK107 BJ224□A	RoHS	0.22	B/X5R	3.5	0.8±0.1			
	TMK107 BJ474□A ¹	RoHS	0.47	B/X5R	3.5	0.8±0.1			
	TMK107 BJ105□A ¹	RoHS	1	B/X5R	5	0.8±0.1			
16V	EMK107 BJ105□K ¹	RoHS	1	X5R	10	R	0.45±0.05		
	EMK107 BJ224□A	RoHS	0.22	B/X5R ²	3.5	R/W	0.8±0.1		
	EMK107 BJ474□A	RoHS	0.47	B/X5R ²	3.5	R	0.8±0.1		
	EMK107 BJ105□A ¹	RoHS	1	B/X5R ²	5	R	0.8±0.1		
	EMK107 BJ225□A ¹	RoHS	2.2	B/X5R	10		0.8±0.1		
	EMK107 BJ475MK ^{1,3,4}	RoHS	4.7	X5R	10		0.45±0.05		
EMK107 BJ225□K ¹	RoHS	2.2	X5R	10	0.45±0.05				
10V	LМК107 BJ105□K ¹	RoHS	1	B/X5R	10	R/W	±20%	0.45±0.05	
	LМК107 BJ225□A	RoHS	0.22	B/X5R ²	3.5			0.8±0.1	
	LМК107 BJ474□A	RoHS	0.47	B/X5R ²	3.5			0.8±0.1	
	LМК107 BJ105□A ¹	RoHS	1	B/X5R ²	5	R	±10% ±20%	0.8±0.1	
	LМК107 BJ225□A ¹	RoHS	2.2	B/X5R	10			0.8±0.1	
	LМК107 BJ475□A ¹	RoHS	4.7	X5R	10			0.8±0.1	
	LМК107 BJ106MA ^{1,3,4}	RoHS	10	X5R	10			0.8±0.1	
	JMK107 BJ105□K ¹	RoHS	1	B/X5R	10			±10%	0.45±0.05
	JMK107 BJ225□K ¹	RoHS	2.2	X5R	10			±20%	0.45±0.05
JMK107 BJ475MK ¹	RoHS	4.7	X5R	10	±20%	0.45±0.05			
JMK107 BJ225□A ¹	RoHS	2.2	B/X5R	10	±10%	0.8±0.1			
JMK107 BJ475□A ¹	RoHS	4.7	X5R	10	±20%	0.8±0.1			
6.3V	JMK107 BJ106MA ¹	RoHS	10	X5R	10	R	±20%	0.8±0.1	
	JMK107 BJ106MA ¹	RoHS	10	X5R	10			0.8+0.15/-0.1	
	JMK107 BJ106MA ¹	RoHS	10	X5R	10			0.8±0.1	
4V	AMK107 BJ106MA ¹	RoHS	10	X5R	10	±20%	±20%	0.8±0.1	
	AMK107 BJ226MA ^{1,3}	RoHS	22	X5R	10			0.8±0.2	

[Temp.char. B7:X7R]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance (μF)	Temperature characteristics	Dissipation factor (%) Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness (mm)
16V	EMK107 B7 224□A ¹	RoHS	0.22	X7R	3.5	R/W	±10% ±20%	0.8±0.1
	EMK107 B7 474□A ¹	RoHS	0.47	X7R	3.5	R		0.8±0.1
	EMK107 B7 105□A ¹	RoHS	1	X7R	5	R/W		0.8±0.1
10V	LМК107 B7 224□A	RoHS	0.22	X7R	3.5	R		0.8±0.1
	LМК107 B7 474□A	RoHS	0.47	X7R	3.5	R		0.8±0.1
	LМК107 B7 105□A ¹	RoHS	1	X7R	5	R		0.8±0.1
6.3V	JMK107 B7 224□A	RoHS	0.22	X7R	3.5	R/W	0.8±0.1	
	JMK107 B7 474□A	RoHS	0.47	X7R	3.5	R	0.8±0.1	
	JMK107 B7 105□A ¹	RoHS	1	X7R	5	R	0.8±0.1	

[Temp.char. F:F/Y5V]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance (μF)	Temperature characteristics	Dissipation factor (%) Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness (mm)
50V	UMK107 F104ZA	RoHS	0.1	F/Y5V	7	R/W	+80% -20%	0.8±0.1
25V	TMK107 F474ZA	RoHS	0.47	F/Y5V	7			0.8±0.1
16V	EMK107 F224ZA	RoHS	0.22	F/Y5V	7			0.8±0.1
	EMK107 F474ZA	RoHS	0.47	F/Y5V	7	0.8±0.1		
	EMK107 F105ZA	RoHS	1	F/Y5V	16	0.8±0.1		
	EMK107 F225ZA	RoHS	2.2	F/Y5V	16	0.8±0.1		
10V	LМК107 F105ZA	RoHS	1	F/Y5V	16	R	0.8±0.1	
	LМК107 F225ZA	RoHS	2.2	F/Y5V	16	0.8±0.1		

□ Please specify the capacitance tolerance code. *1 1.5 times the rated voltage is applied to the chip during the high temperature loading test. *2 We may provide X7R for some items according to the individual specification. *3 The exchange of individual specification is necessary depending on the application and circuit condition. Please contact Taiyo Yuden sales channels. *4 "D" is used for the internal code.

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification.
For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

PART NUMBERS

● 212TYPE

[Temp.char. BJ:B/X5R]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [μF]	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm]
50V	UMK212 BJ104□G	RoHS	0.1	B/X5R ⁺²	3.5	R/W	±10%	1.25±0.1
	UMK212 BJ224□G ⁺¹	RoHS	0.22	B/X5R ⁺²	3.5			1.25±0.1
	UMK212 BJ474□G ⁺¹	RoHS	0.47	B/X5R ⁺²	3.5			1.25±0.1
	UMK212 BJ105□D	RoHS	1	X5R	5			1.25±0.1
25V	TMK212 BJ474□D	RoHS	0.47	B/X5R	3.5	R	±10% ±20%	0.85±0.1
	TMK212 BJ105□D	RoHS	1	B/X5R	5			0.85±0.1
	TMK212 BJ225□D ⁺¹	RoHS	2.2	B/X5R	5			0.85±0.1
	TMK212 BJ475□D ^{+1x4}	RoHS	4.7	X5R	10			0.85±0.1
	TMK212 BJ225□G ⁺¹	RoHS	2.2	B/X5R	5			1.25±0.1
	TMK212 BJ475□G ⁺¹	RoHS	4.7	X5R	10			1.25±0.15
	TMK212 BJ105□D	RoHS	1	B/X5R ⁺²	5			0.85±0.1
16V	EMK212 BJ225□D	RoHS	2.2	B/X5R ⁺²	5	R	±10% ±20%	0.85±0.1
	EMK212 BJ475□D ⁺¹	RoHS	4.7	B/X5R	10			0.85±0.1
	EMK212 BJ106□D ^{+1x4}	RoHS	10	X5R	10			0.85±0.1
	EMK212 BJ225□G	RoHS	2.2	B/X5R ⁺²	5			1.25±0.1
	EMK212 BJ475□G ⁺¹	RoHS	4.7	B/X5R ⁺²	5			1.25±0.15
	EMK212 BJ106□G ⁺¹	RoHS	10	X5R	10			1.25±0.15
	EMK212 BJ475□G ⁺¹	RoHS	4.7	B/X5R ⁺²	5			1.25±0.15
10V	LMK212 BJ475□K ⁺¹	RoHS	4.7	X5R	10	R	±10% ±20%	0.45±0.05
	LMK212 BJ105□D	RoHS	1	B/X5R ⁺²	3.5			0.85±0.1
	LMK212 BJ225□D	RoHS	2.2	B/X5R ⁺²	5			0.85±0.1
	LMK212 BJ475□D	RoHS	4.7	B/X5R	10			0.85±0.1
	LMK212 BJ106□D ⁺¹	RoHS	10	X5R	10			0.85±0.1
	LMK212 BJ225□G	RoHS	2.2	B/X5R ⁺²	5			1.25±0.1
	LMK212 BJ475□G	RoHS	4.7	B/X5R ⁺²	5			1.25±0.15
	LMK212 BJ106□G	RoHS	10	X5R	10			1.25±0.15
6.3V	LMK212 BJ226MG ⁺¹	RoHS	22	X5R	10	R	±10% ±20%	1.25±0.2
	JMK212 BJ475□K ⁺¹	RoHS	4.7	X5R	10			0.45±0.05
	JMK212 BJ106MK ⁺¹	RoHS	10	X5R	10			0.45±0.05
	JMK212 BJ475□D	RoHS	4.7	X5R	10			0.85±0.1
	JMK212 BJ106□D	RoHS	10	X5R	10			0.85±0.1
	JMK212 BJ226MD ⁺¹	RoHS	22	X5R	10			0.85±0.1
	JMK212 BJ475□G	RoHS	4.7	B/X5R	5			1.25±0.15
	JMK212 BJ106□G	RoHS	10	X5R ⁺²	10			1.25±0.15
JMK212 BJ226MG ⁺¹	RoHS	22	X5R	10	1.25±0.15			
JMK212 BJ476MG ⁺¹	RoHS	47	X5R	10	1.25±0.2			

[Temp.char. B7:X7R]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [μF]	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm]
50V	UMK212 B7 104□G	RoHS	0.1	X7R	3.5	R/W	±10%	1.25±0.1
	UMK212 B7 224□G ⁺¹	RoHS	0.22	X7R	3.5			1.25±0.1
	UMK212 B7 474□G ⁺¹	RoHS	0.47	X7R	3.5			1.25±0.1
35V	GMK212 B7 105□G ⁺¹	RoHS	1	X7R	3.5	R	±10%	1.25±0.1
25V	TMK212 B7 105□G ⁺¹	RoHS	1	X7R	5			1.25±0.1
16V	EMK212 B7 474□D	RoHS	0.47	X7R	3.5	R/W	±10% ±20%	0.85±0.1
	EMK212 B7 105□D	RoHS	1	X7R	5			0.85±0.1
	EMK212 B7 225□D ⁺¹	RoHS	2.2	X7R	5			0.85±0.1
	EMK212 B7 105□G	RoHS	1	X7R	3.5	R		1.25±0.1
	EMK212 B7 225□G ⁺¹	RoHS	2.2	X7R	10			1.25±0.1
	EMK212 B7 475□G ⁺¹	RoHS	4.7	X7R	10			1.25±0.1
10V	LMK212 B7 105□D	RoHS	1	X7R	3.5	R	±10% ±20%	0.85±0.1
	LMK212 B7 225□D	RoHS	2.2	X7R	5			0.85±0.1
	LMK212 B7 105□G	RoHS	1	X7R	3.5	R/W		1.25±0.1
	LMK212 B7 225□G	RoHS	2.2	X7R	5	R		1.25±0.1
6.3V	LMK212 B7 475□G ⁺¹	RoHS	4.7	X7R	10	R/W	1.25±0.1	
	JMK212 B7 106□G ⁺¹	RoHS	10	X7R	10	R	1.25±0.15	

[Temp.char. F:F/Y5V]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [μF]	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm]
50V	UMK212 F224ZD	RoHS	0.22	F/Y5V	7	R/W	+80% -20%	0.85±0.1
	UMK212 F474ZG	RoHS	0.47	F/Y5V	7			1.25±0.1
	UMK212 F105ZG	RoHS	1	F/Y5V	7			1.25±0.1
16V	EMK212 F225ZG	RoHS	2.2	F/Y5V	7	R	+80% -20%	1.25±0.1
10V	LMK212 F225ZD	RoHS	2.2	F/Y5V	9			0.85±0.1
	LMK212 F475ZG	RoHS	4.7	F/Y5V	9			1.25±0.1
	LMK212 F106ZG	RoHS	10	F/Y5V	16	1.25±0.1		
6.3V	JMK212 F475ZD	RoHS	4.7	F/Y5V	16	R	+80% -20%	0.85±0.1
	JMK212 F106ZG	RoHS	10	F/Y5V	16			1.25±0.1

□ Please specify the capacitance tolerance code. *1 1.5 times the rated voltage is applied to the chip during the high temperature loading test. *2 We may provide X7R for some items according to the individual specification. *4 "D" is used for the internal code.

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

PART NUMBERS

● **316TYPE**

[Temp.char. BJ:B/X5R]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance 〔μF〕	Temperature characteristics	Dissipation factor 〔%〕Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness 〔mm〕
50V	UMK316 BJ105□D* ¹	RoHS	1	B/X5R	3.5	R	±10% ±20%	0.85±0.1
	UMK316 BJ225□D* ¹	RoHS	2.2	B/X5R	3.5			0.85±0.1
	UMK316 BJ105□L	RoHS	1	B/X5R* ²	3.5			1.6±0.2
	UMK316 BJ475□L* ¹	RoHS	4.7	X5R	10			1.6±0.2
25V	TMK316 BJ105□D	RoHS	1	B/X5R	3.5			0.85±0.1
	TMK316 BJ225□D* ¹	RoHS	2.2	B/X5R	3.5			0.85±0.1
	TMK316 BJ475□D* ¹	RoHS	4.7	X5R	5			0.85±0.1
	TMK316 BJ106□D* ¹	RoHS	10	X5R	10			0.85±0.1
	TMK316 BJ225□L	RoHS	2.2	B/X5R* ²	3.5			1.6±0.2
	TMK316 BJ475□L* ¹	RoHS	4.7	B/X5R	5			1.6±0.2
	TMK316 BJ106□L* ¹	RoHS	10	X5R* ²	5			1.6±0.2
	EMK316 BJ225□D	RoHS	2.2	B/X5R	3.5			0.85±0.1
16V	EMK316 BJ475□D	RoHS	4.7	X5R	5			0.85±0.1
	EMK316 BJ106□D* ¹	RoHS	10	X5R	10			0.85±0.1
	EMK316 BJ225□L	RoHS	2.2	B/X5R* ²	3.5			1.6±0.2
	EMK316 BJ475□L	RoHS	4.7	B/X5R	5			1.6±0.2
	EMK316 BJ106□L* ¹	RoHS	10	B/X5R* ²	5			1.6±0.2
	EMK316 BJ226ML* ¹	RoHS	22	B/X5R	10			±20%
	LMK316 BJ475□D	RoHS	4.7	B/X5R	5	±10%		
10V	LMK316 BJ106□D	RoHS	10	B/X5R	10	±20%		
	LMK316 BJ226MD* ¹	RoHS	22	X5R	10	±20%		
	LMK316 BJ106□L	RoHS	10	B/X5R* ²	5	±10%		
	LMK316 BJ226ML* ¹	RoHS	22	B/X5R	10	±20%		
	LMK316 BJ476ML* ¹	RoHS	47	X5R	10	±20%		
	JMK316 BJ106□D	RoHS	10	B/X5R	10	±10%		
	JMK316 BJ226MD* ¹	RoHS	22	X5R	10	±20%		
6.3V	JMK316 BJ476MD* ¹	RoHS	47	X5R	10	±20%		
	JMK316 BJ106□L	RoHS	10	B/X5R* ²	5	±10%		
	JMK316 BJ226□L	RoHS	22	B/X5R	10	±20%		
	JMK316 BJ476ML	RoHS	47	X5R	10	±20%		
	JMK316 BJ107ML* ^{1,*3}	RoHS	100	X5R	10	±20%		
	AMK316 BJ107ML* ¹	RoHS	100	X5R	10	±20%		
4V	AMK316 BJ107ML* ¹	RoHS	100	X5R	10	±20%		

□ Please specify the capacitance tolerance code.

*1 1.5 times the rated voltage is applied to the chip during the high temperature loading test.

*2 We may provide X7R for some items according to the individual specification.

*3 The exchange of individual specification is necessary depending on the application and circuit condition. Please contact Taiyo Yuden sales channels.

[Temp.char. B7:X7R]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance 〔μF〕	Temperature characteristics	Dissipation factor 〔%〕Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness 〔mm〕
50V	UMK316 B7 224□L	RoHS	0.22	X7R	2.5	R/W	±10% ±20%	1.6±0.2
	UMK316 B7 474□L	RoHS	0.47	X7R	3.5			1.6±0.2
	UMK316 B7 105□L	RoHS	1	X7R	3.5			1.6±0.2
25V	TMK316 B7 105□L	RoHS	1	X7R	3.5			1.6±0.2
	TMK316 B7 225□L	RoHS	2.2	X7R	3.5			1.6±0.2
	TMK316 B7 106□L* ^{1,*4}	RoHS	10	X7R	10			1.6±0.2
16V	EMK316 B7 225□L	RoHS	2.2	X7R	3.5	R/W		1.6±0.2
	EMK316 B7 106□L* ⁴	RoHS	10	X7R	10	R		1.6±0.2
10V	LMK316 B7 225□L	RoHS	2.2	X7R	3.5	R/W		1.6±0.2
	LMK316 B7 475□L	RoHS	4.7	X7R	5	1.6±0.2		
	LMK316 B7 106□L* ^{1,*4}	RoHS	10	X7R	10	R		1.6±0.2
6.3V	JMK316 B7 106□L	RoHS	10	X7R	5	1.6±0.2		

□ Please specify the capacitance tolerance code.

*1 1.5 times the rated voltage is applied to the chip during the high temperature loading test.

*4 *D* is used for the internal code.

[Temp.char. F:F/Y5V]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance 〔μF〕	Temperature characteristics	Dissipation factor 〔%〕Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness 〔mm〕
50V	UMK316 F225ZG	RoHS	2.2	F/Y5V	7	R/W	+80% -20%	1.25±0.1
35V	GMK316 F475ZG	RoHS	4.7	F/Y5V	7	1.25±0.1		
	GMK316 F106ZL	RoHS	10	F/Y5V	9	1.6±0.2		
25V	TMK316 F106ZL	RoHS	10	F/Y5V	9	1.6±0.2		
16V	EMK316 F106ZL	RoHS	10	F/Y5V	9	1.6±0.2		
	LMK316 F475ZD	RoHS	4.7	F/Y5V	9	0.85±0.1		
	LMK316 F226ZL	RoHS	22	F/Y5V	16	1.6±0.2		
6.3V	JMK316 F106ZD	RoHS	10	F/Y5V	16	0.85±0.1		

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (http://www.ty-top.com/) or CD catalogs.

PART NUMBERS

● 325TYPE

[Temp.char. BJ:B/X5R]

Rated Voltage	Ordering code		EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance 〔μF〕	Temperature characteristics	Dissipation factor 〔%〕Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness 〔mm〕
50V	UMK325 BJ475MM ^{*1}		RoHS	4.7	X5R	5	R	±20%	2.5±0.2
	UMK325 BJ106MM ^{*1}		RoHS	10	X5R	5			2.5±0.2
35V	GMK325 BJ225MN		RoHS	2.2	B/X5R	3.5			1.9±0.2
	GMK325 BJ475MN ^{*1}		RoHS	4.7	X5R	10			1.9±0.2
	GMK325 BJ106MN ^{*1}		RoHS	10	B/X5R	5			1.9±0.2
25V	TMK325 BJ106MD ^{*1}		RoHS	10	B/X5R	5			0.85±0.1
	TMK325 BJ335MN		RoHS	3.3	B/X5R ^{*2}	3.5			1.9±0.2
	TMK325 BJ475MN		RoHS	4.7	B/X5R ^{*2}	3.5			1.9±0.2
	TMK325 BJ106MN		RoHS	10	B/X5R	5			1.9±0.2
	TMK325 BJ106MM ^{*1}		RoHS	10	B/X5R ^{*2}	3.5			2.5±0.2
16V	EMK325 BJ106MD ^{*1}		RoHS	10	B/X5R	5			0.85±0.1
	EMK325 BJ226MD ^{*1}		RoHS	22	B/X5R	10			0.85±0.1
	EMK325 BJ475MN		RoHS	4.7	B/X5R ^{*2}	3.5			1.9±0.2
	EMK325 BJ106MN		RoHS	10	B/X5R	3.5			1.9±0.2
	EMK325 BJ226MM ^{*1}		RoHS	22	B/X5R	5			2.5±0.2
	EMK325 BJ476MM ^{*1}		RoHS	47	X5R	10			2.5±0.2
10V	LMK325 BJ335MD		RoHS	3.3	B/X5R	3.5			0.85±0.1
	LMK325 BJ475MD		RoHS	4.7	B/X5R	5			0.85±0.1
	LMK325 BJ106MD ^{*1}		RoHS	10	B/X5R	5			0.85±0.1
	LMK325 BJ226MY ^{*1}		RoHS	22	B/X5R	5			1.9+0.1/-0.2
	LMK325 BJ106MN		RoHS	10	B/X5R ^{*2}	3.5	1.9±0.2		
	LMK325 BJ226MM		RoHS	22	B/X5R	5	2.5±0.2		
	LMK325 BJ476MM ^{*1}		RoHS	47	X5R	10	2.5±0.2		
	LMK325 BJ107MM ^{*1}		RoHS	100	X5R	10	2.5±0.3		
6.3V	JMK325 BJ226MY		RoHS	22	B/X5R	5	1.9+0.1/-0.2		
	JMK325 BJ107MY ^{*1}		RoHS	100	X5R	10	1.9+0.1/-0.2		
	JMK325 BJ476MN ^{*1}		RoHS	47	X5R	10	1.9±0.2		
	JMK325 BJ476MM ^{*1}		RoHS	47	X5R	10	2.5±0.2		
	JMK325 BJ107MM ^{*1}		RoHS	100	X5R	10	2.5±0.3		

Please specify the capacitance tolerance code.

*1 1.5 times the rated voltage is applied to the chip during the high temperature loading test.

*2 We may provide X7R for some items according to the individual specification.

[Temp.char. B7:X7R]

Rated Voltage	Ordering code		EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance 〔μF〕	Temperature characteristics	Dissipation factor 〔%〕Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness 〔mm〕
25V	TMK325 B7 335MN		RoHS	3.3	X7R	3.5	R	±20%	1.9±0.2
	TMK325 B7 475MN ^{*1}		RoHS	4.7	X7R	3.5			1.9±0.2
16V	EMK325 B7 475MN		RoHS	4.7	X7R	3.5			1.9±0.2
10V	LMK325 B7 106MN		RoHS	10	X7R	3.5			1.9±0.2

Please specify the capacitance tolerance code.

*1 1.5 times the rated voltage is applied to the chip during the high temperature loading test.

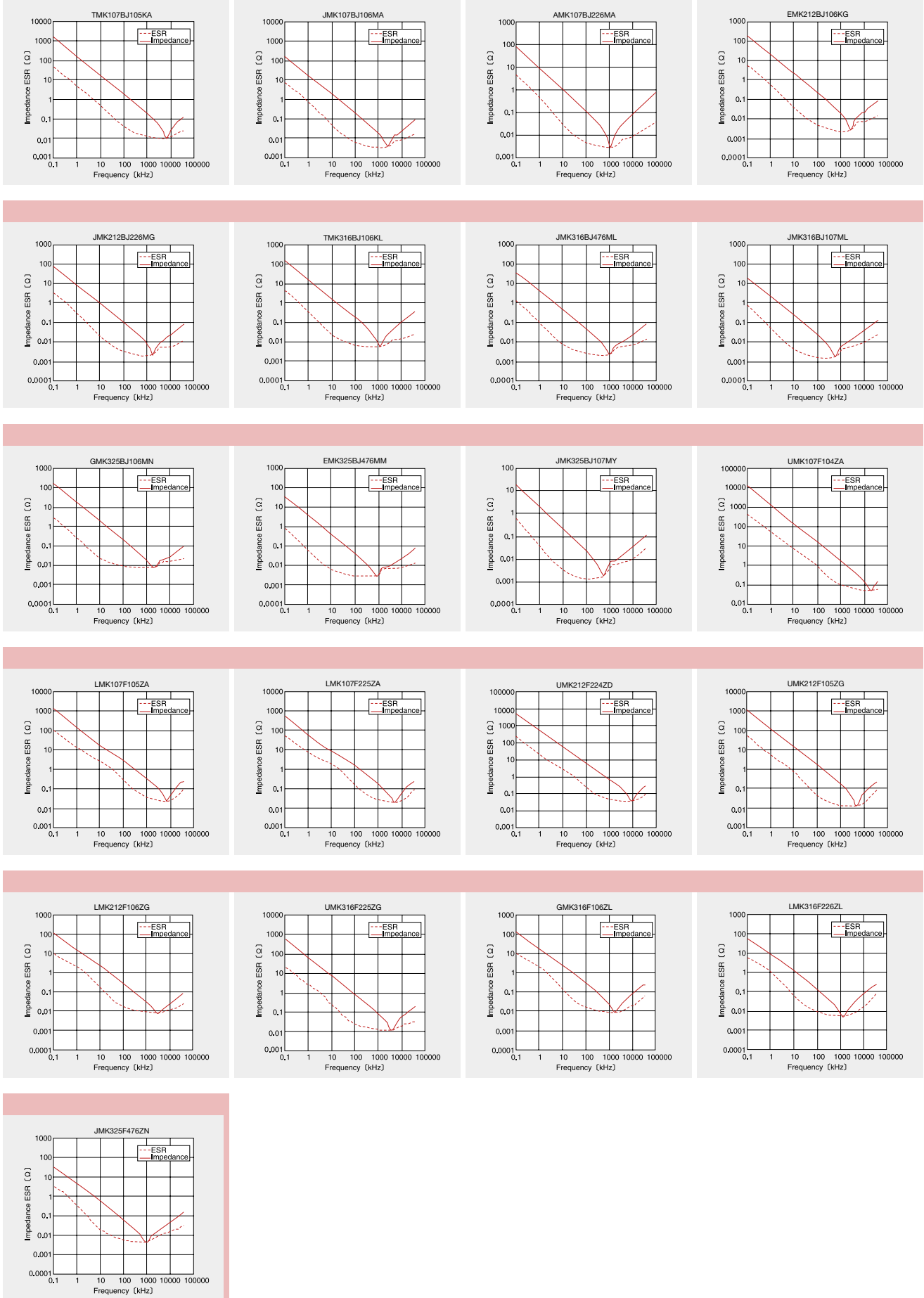
[Temp.char. F:F/Y5V]

Rated Voltage	Ordering code		EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance 〔μF〕	Temperature characteristics	Dissipation factor 〔%〕Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness 〔mm〕
16V	EMK325 F226ZN		RoHS	22	F/Y5V	16	R	+80% -20%	1.9±0.2
10V	LMK325 F226ZN		RoHS	22	F/Y5V	16			1.9±0.2
6.3V	JMK325 F476ZN		RoHS	47	F/Y5V	16			1.9±0.2

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

● Example of Impedance ESR vs. Frequency characteristics

■ Taiyo Yuden multilayer ceramic capacitor



* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

STANDARD MULTILAYER CERAMIC CAPACITORS (CLASS1:TEMPERATURE COMPENSATING TYPE)



REFLOW

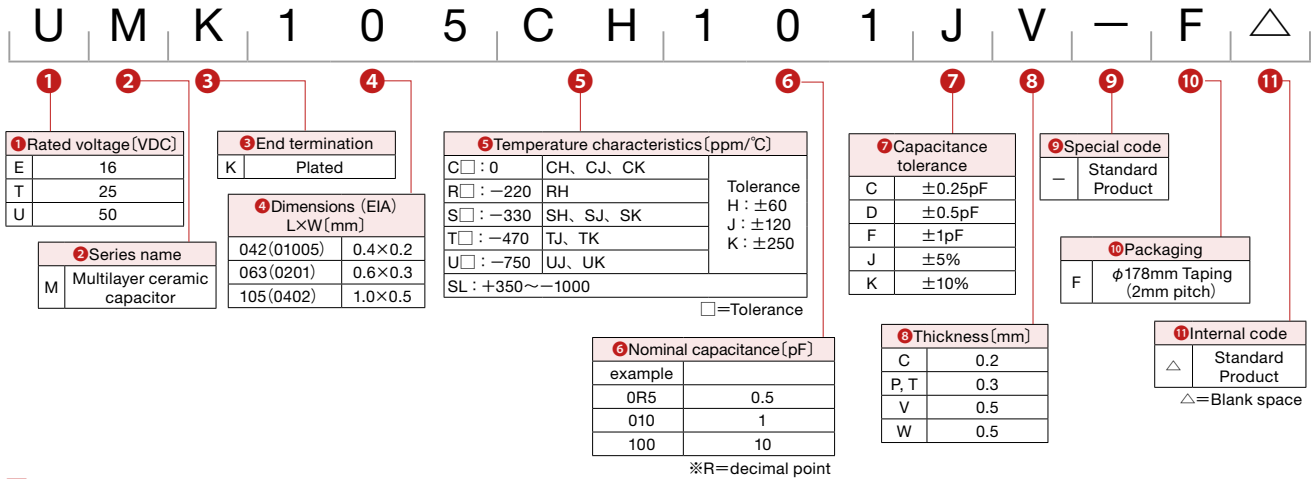
FEATURES

- Improved higher density mounting.
- Monolithic structure provides higher reliability.
- A wide range of capacitance values available in standard case sizes.

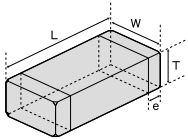
APPLICATIONS

- General electronic equipment
- Communication equipment
(cellular phone, wireless applications, etc.)

ORDERING CODE



EXTERNAL DIMENSIONS/STANDARD QUANTITY



Type (EIA)	L	W	T	e	Standard quantity [pcs]		
					Paper tape	Embossed tape	
□MK042 (01005)	0.4±0.02 (0.016±0.001)	0.2±0.02 (0.008±0.001)	0.2±0.02 (0.008±0.001)	C	0.1±0.03 (0.004±0.001)	20000	-
□MK063 (0201)	0.6±0.03 (0.024±0.001)	0.3±0.03 (0.012±0.001)	0.3±0.03 (0.012±0.001)	P, T	0.15±0.05 (0.006±0.002)	15000	-
□MK105 (0402)	1.0±0.05 (0.039±0.002)	0.5±0.05 (0.020±0.002)	0.5±0.05 (0.020±0.002)	W, V	0.25±0.10 (0.010±0.004)	10000	-

Unit : mm (inch)

AVAILABLE CAPACITANCE RANGE

Cap [pF]	Type	042			063			105				
	Temp.char.	C□	C□	U□	C□	U□	SL	R□	S□	T□		
	VDC	16V		50V	25V		50V					
0.5	0R5											
1	010											
1.5	1R5											
2	020											
3	030											
4	040											
5	050											
6	060											
7	070											
8	080											
9	090											
10	100	C						W	W	W		
12	120											
15	150											
18	180											
22	220											
27	270											
33	330											
39	390											
47	470											
56	560											
68	680											
82	820											
100	101											
120	121											
150	151											
180	181											
220	221											
270	271											
330	331											
390	391											
470	471											
560	561											
680	681											
820	821											
1000	102											

Note: Letters in the table indicate thickness.

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

PART NUMBERS

042TYPE

Class 1

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [pF]	Temperature characteristics (EIA)	Q	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
16V	EMK042 CK0R5CC	RoHS	0.5	CK	410	R	±0.25pF	0.2±0.02 (0.008±0.001)
	EMK042 CK010CC	RoHS	1		420			
	EMK042 CK1R5CC	RoHS	1.5		430			
	EMK042 CK020CC	RoHS	2	CJ	440			
	EMK042 CJ030CC	RoHS	3		460			
	EMK042 CH040CC	RoHS	4	CH	480			
	EMK042 CH050CC	RoHS	5		500			
	EMK042 CH060DC	RoHS	6		520			
	EMK042 CH070DC	RoHS	7		540			
	EMK042 CH080DC	RoHS	8		560			
	EMK042 CH090DC	RoHS	9		580			
	EMK042 CH100DC	RoHS	10		600			
	EMK042 CH120JC	RoHS	12		640			
	EMK042 CH150JC	RoHS	15		700			
	EMK042 CH180JC	RoHS	18		760			
	EMK042 CH220JC	RoHS	22	840				
	EMK042 CH270JC	RoHS	27	940				
	EMK042 CH330JC	RoHS	33	1000				
	EMK042 CH390JC	RoHS	39	1000				
	EMK042 CH470JC	RoHS	47	1000				
EMK042 CH560JC	RoHS	56	1000					
EMK042 CH680JC	RoHS	68	1000					
EMK042 CH820JC	RoHS	82	1000					
EMK042 CH101JC	RoHS	100	1000					

Note: "W" is used for the internal code.

Note: Please contact Taiyo Yuden sales channels about items (capacitance, tolerance, and temperature characteristics) other than listed above.

063TYPE

Class1 [C△ characteristic]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [pF]	Temperature characteristics (EIA)	Q	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
50V	UMK063 CK0R5CP	RoHS	0.5	CK	410	R	±0.25pF	0.3±0.03 (0.012±0.001)
	UMK063 CK010CP	RoHS	1		420			
	UMK063 CK1R5CP	RoHS	1.5		430			
	UMK063 CK020CP	RoHS	2	CJ	440			
	UMK063 CJ030CP	RoHS	3		460			
	UMK063 CH040CP	RoHS	4	CH	480			
	UMK063 CH050CP	RoHS	5		500			
	UMK063 CH060DP	RoHS	6		520			
	UMK063 CH070DP	RoHS	7		540			
	UMK063 CH080DT	RoHS	8		560			
	UMK063 CH090DT	RoHS	9		580			
	UMK063 CH100DT	RoHS	10		600			
	UMK063 CH120JT	RoHS	12		640			
	UMK063 CH150JT	RoHS	15		700			
	UMK063 CH180JT	RoHS	18		760			
	UMK063 CH220JT	RoHS	22	840				
	UMK063 CH270JT	RoHS	27	940				
	UMK063 CH330JT	RoHS	33	1000				
	UMK063 CH390JT	RoHS	39	1000				
	UMK063 CH470JT	RoHS	47	1000				
UMK063 CH560JT	RoHS	56	1000					
UMK063 CH680JT	RoHS	68	1000					
UMK063 CH820JT	RoHS	82	1000					
UMK063 CH101JT	RoHS	100	1000					

Note: "G" is used for the special code when the capacitance is less than 8pF.

Note: Please contact Taiyo Yuden sales channels about items (capacitance, tolerance, and temperature characteristics) other than listed above.

Class1 [U△ characteristic]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [pF]	Temperature characteristics (EIA)	Q	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
25V	TMK063 UK0R5CT	RoHS	0.5	UK	410	R	±0.25pF	0.3±0.03 (0.012±0.001)
	TMK063 UK010CT	RoHS	1		420			
	TMK063 UK1R5CT	RoHS	1.5		430			
	TMK063 UK020CT	RoHS	2		440			
	TMK063 UK030CT	RoHS	3		460			
	TMK063 UJ040CT	RoHS	4	UJ	480		±0.5pF	
	TMK063 UJ050CT	RoHS	5		500			
	TMK063 UJ060DT	RoHS	6		520			
	TMK063 UJ070DT	RoHS	7		540			
	TMK063 UJ080DT	RoHS	8		560			
	TMK063 UJ090DT	RoHS	9		580			
	TMK063 UJ100DT	RoHS	10		600			
	TMK063 UJ120JT	RoHS	12		640			
	TMK063 UJ150JT	RoHS	15		700			

Note: Please contact Taiyo Yuden sales channels about items (capacitance and tolerance) other than listed above.

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

PART NUMBERS

105TYPE

Class1 [C△ characteristic]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [pF]	Temperature characteristics (EIA)	Q	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
50V	UMK105 CK0R5CW	RoHS	0.5	CK	410	R	±0.25pF	0.5±0.05 (0.020±0.002)
	UMK105 CK010CW	RoHS	1		420			
	UMK105 CK1R5CW	RoHS	1.5		430			
	UMK105 CK020CW	RoHS	2	CJ	440			
	UMK105 CJ030CW	RoHS	3		460			
	UMK105 CH040CW	RoHS	4	CH	480			
	UMK105 CH050CW	RoHS	5		500			
	UMK105 CH060DW	RoHS	6		520			
	UMK105 CH070DW	RoHS	7		540			
	UMK105 CH080DV	RoHS	8		560			
	UMK105 CH090DV	RoHS	9		580			
	UMK105 CH100DV	RoHS	10		600			
	UMK105 CH120JV	RoHS	12		640			
	UMK105 CH150JV	RoHS	15		700			
	UMK105 CH180JV	RoHS	18		760			
	UMK105 CH220JV	RoHS	22		840			
	UMK105 CH270JV	RoHS	27		940			
	UMK105 CH330JV	RoHS	33		1000			
	UMK105 CH390JV	RoHS	39		1000			
	UMK105 CH470JV	RoHS	47		1000			
	UMK105 CH560JV	RoHS	56		1000			
	UMK105 CH680JV	RoHS	68		1000			
	UMK105 CH820JV	RoHS	82		1000			
	UMK105 CH101JV	RoHS	100		1000			
	UMK105 CH121JV	RoHS	120		1000			
	UMK105 CH151JV	RoHS	150	1000				
UMK105 CH181JV	RoHS	180	1000					
UMK105 CH221JV	RoHS	220	1000					
UMK105 CH271JV	RoHS	270	1000					
UMK105 CH331JV	RoHS	330	1000					

Note: Please contact Taiyo Yuden sales channels about items (capacitance, tolerance, and characteristics) other than listed above.

Class1 [U△ characteristic]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [pF]	Temperature characteristics (EIA)	Q	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
50V	UMK105 UK0R5CW	RoHS	0.5	UK	410	R	±0.25pF	0.5±0.05 (0.020±0.002)
	UMK105 UK010CW	RoHS	1		420			
	UMK105 UK1R5CW	RoHS	1.5		430			
	UMK105 UK020CW	RoHS	2	UJ	440			
	UMK105 UK030CW	RoHS	3		460			
	UMK105 UJ040CW	RoHS	4	UJ	480			
	UMK105 UJ050CW	RoHS	5		500			
	UMK105 UJ060DW	RoHS	6		520			
	UMK105 UJ070DW	RoHS	7		540			
	UMK105 UJ080DW	RoHS	8		560			
	UMK105 UJ090DW	RoHS	9		580			
	UMK105 UJ100DW	RoHS	10		600			
	UMK105 UJ120JW	RoHS	12		640			
	UMK105 UJ150JW	RoHS	15		700			
	UMK105 UJ180JW	RoHS	18		760			
	UMK105 UJ220JV	RoHS	22		840			
	UMK105 UJ270JV	RoHS	27		940			
	UMK105 UJ330JV	RoHS	33		1000			
	UMK105 UJ390JV	RoHS	39		1000			
	UMK105 UJ470JV	RoHS	47		1000			
	UMK105 UJ560JV	RoHS	56		1000			
	UMK105 UJ680JV	RoHS	68		1000			
	UMK105 UJ820JV	RoHS	82		1000			
	UMK105 UJ101JV	RoHS	100		1000			
	UMK105 UJ121JV	RoHS	120		1000			
	UMK105 UJ151JV	RoHS	150	1000				
UMK105 UJ181JV	RoHS	180	1000					
UMK105 UJ221JV	RoHS	220	1000					
UMK105 UJ271JV	RoHS	270	1000					
UMK105 UJ331JV	RoHS	330	1000					

Note: Please contact Taiyo Yuden sales channels about items (capacitance and tolerance) other than listed above.

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

PART NUMBERS

Class1 [SL characteristic]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance (pF)	Temperature characteristics (EIA)	Q	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness (mm) (inch)
50V	UMK105 SL121JV	RoHS	120	SL	1000	R	±5%	0.5±0.05 (0.020±0.002)
	UMK105 SL151JV	RoHS	150		1000			
	UMK105 SL181JV	RoHS	180		1000			
	UMK105 SL221JV	RoHS	220		1000			
	UMK105 SL271JV	RoHS	270		1000			
	UMK105 SL331JV	RoHS	330		1000			

Note: Please contact Taiyo Yuden sales channels about items (capacitance and tolerance) other than listed above.

Class1 [RH characteristic]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance (pF)	Temperature characteristics (EIA)	Q	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness (mm) (inch)
50V	UMK105 RH5R6JW	RoHS	5.6	RH	512	R	±5%	0.5±0.05 (0.020±0.002)
	UMK105 RH6R8JW	RoHS	6.8		536			
	UMK105 RH8R2JW	RoHS	8.2		564			
	UMK105 RH100JW	RoHS	10		600			
	UMK105 RH120JW	RoHS	12		640			
	UMK105 RH150JW	RoHS	15		700			
	UMK105 RH180JW	RoHS	18		760			
	UMK105 RH200JW	RoHS	20		800			

Note: Please contact Taiyo Yuden sales channels about items (capacitance and tolerance) other than listed above.

Class1 [S△ characteristic]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance (pF)	Temperature characteristics (EIA)	Q	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness (mm) (inch)
50V	UMK105 SK0R5BW	RoHS	0.5	SK	410	R	±0.1pF	0.5±0.05 (0.020±0.002)
	UMK105 SK010BW	RoHS	1		420			
	UMK105 SK1R2BW	RoHS	1.2		424			
	UMK105 SK1R5BW	RoHS	1.5		430			
	UMK105 SK1R8BW	RoHS	1.8		436			
	UMK105 SK2R2JW	RoHS	2.2		444			
	UMK105 SK2R7JW	RoHS	2.7		454			
	UMK105 SJ3R3JW	RoHS	3.3		SJ			
	UMK105 SJ3R9JW	RoHS	3.9	478				
	UMK105 SH4R7JW	RoHS	4.7	SH	494		±5%	
	UMK105 SH5R6JW	RoHS	5.6		512			
	UMK105 SH6R8JW	RoHS	6.8		536			
	UMK105 SH8R2JW	RoHS	8.2		564			
	UMK105 SH100JW	RoHS	10		600			
	UMK105 SH120JW	RoHS	12		640			
	UMK105 SH150JW	RoHS	15		700			
	UMK105 SH180JW	RoHS	18		760			
	UMK105 SH200JW	RoHS	20		800			

Note: Please contact Taiyo Yuden sales channels about items (capacitance and tolerance) other than listed above.

Class1 [T△ characteristic]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance (pF)	Temperature characteristics (EIA)	Q	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness (mm) (inch)
50V	UMK105 TK0R5BW	RoHS	0.5	TK	410	R	±0.1pF	0.5±0.05 (0.020±0.002)
	UMK105 TK010BW	RoHS	1		420			
	UMK105 TK1R2BW	RoHS	1.2		424			
	UMK105 TK1R5BW	RoHS	1.5		430			
	UMK105 TK1R8BW	RoHS	1.8		436			
	UMK105 TK2R2JW	RoHS	2.2		444			
	UMK105 TK2R7JW	RoHS	2.7		454			
	UMK105 TK3R3JW	RoHS	3.3		466			
	UMK105 TK3R9JW	RoHS	3.9	478				
	UMK105 TJ4R7JW	RoHS	4.7	TJ	494		±5%	
	UMK105 TJ5R6JW	RoHS	5.6		512			
	UMK105 TJ6R8JW	RoHS	6.8		536			
	UMK105 TJ8R2JW	RoHS	8.2		564			
	UMK105 TJ100JW	RoHS	10		600			
	UMK105 TJ120JW	RoHS	12		640			
	UMK105 TJ150JW	RoHS	15		700			
	UMK105 TJ180JW	RoHS	18		760			
	UMK105 TJ200JW	RoHS	20		800			

Note: Please contact Taiyo Yuden sales channels about items (capacitance and tolerance) other than listed above.

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

STANDARD MULTILAYER CERAMIC CAPACITORS (CLASS 2 :HIGH DIELECTRIC CONSTANT TYPE)



REFLOW

FEATURES

- Improved higher density mounting.
- Monolithic structure provides higher reliability.
- A wide range of capacitance values available in standard case sizes.

APPLICATIONS

- General electronic equipment
- Communication equipment
(cellular phone, wireless applications, etc.)

ORDERING CODE

L M K 1 0 5 B J 1 0 4 K V - F △

1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11

1 Rated voltage [VDC]

A	4
J	6.3
L	10
E	16
T	25
G	35
U	50

2 Series name

M	Multilayer ceramic capacitor
---	------------------------------

3 End termination

K	Plated
---	--------

4 Dimensions (EIA) L×W (mm)

042 (01005)	0.4×0.2
063 (0201)	0.6×0.3
105 (0402)	1.0×0.5

5 Temperature characteristics code

BJ	B
	X5R
B7	X7R
△F	F
	Y5V

△=Blank space

6 Nominal capacitance [pF]

example	
102	1000
223	22000

7 Capacitance tolerance

K	±10%
M	±20%
Z	+80 -20 %

8 Thickness (mm)

C	0.2
P	0.3
V	0.5

9 Special code

-	Standard Product
---	------------------

10 Packaging

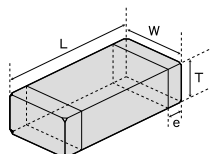
F	φ178mm Taping (2mm pitch)
---	---------------------------

11 Internal code

△	Standard Product
---	------------------

△=Blank space

EXTERNAL DIMENSIONS/STANDARD QUANTITY



Type (EIA)	L	W	T	e	Standard quantity [pcs]	Standard quantity [pcs]	
						Paper tape	Embossed tape
□MK042 (01005)	0.4±0.02 (0.016±0.001)	0.2±0.02 (0.008±0.001)	0.2±0.02 (0.008±0.001)	C	0.1±0.03 (0.004±0.001)	20000	—
□MK063 (0201)	0.6±0.03 (0.024±0.001)	0.3±0.03 (0.012±0.001)	0.3±0.03 (0.012±0.001)	P	0.15±0.05 (0.006±0.002)	15000	—
□MK105 (0402)	1.0±0.05*1 (0.039±0.002)	0.5±0.05*1 (0.020±0.002)	0.5±0.05*1 (0.020±0.002)	V	0.25±0.10 (0.010±0.004)	10000	—

Note: *1. Including dimension tolerance ±0.1mm

Unit : mm (inch)

AVAILABLE CAPACITANCE RANGE

Cap [pF]	Type	042															063						105																	
		Temp.char. VDC															Temp.char. VDC						Temp.char. VDC																	
[pF : 3digits]		X7R	10V	B/X5R	10V	6.3V	X5R	10V	25V	16V	25V	16V	10V	6.3V	10V	6.3V	4V	50V	25V	16V	10V	6.3V	50V	35V	25V	16V	10V	6.3V	16V	10V	6.3V	4V	50V	25V	16V	10V	6.3V			
100	101																																							
150	151																																							
220	221																																							
330	331	C	C						P																															
470	471																																							
680	681																																							
1000	102																																							
1500	152																																							
2200	222																																							
3300	332																																							
4700	472																																							
6800	682																																							
10000	103																																							
15000	153																																							
22000	223																																							
33000	333																																							
47000	473																																							
68000	683																																							
100000	104																																							
220000	224																																							
330000	334																																							
470000	474																																							
1000000	105																																							
2200000	225																																							
3300000	335																																							
4700000	475																																							

Note : Letters in the table indicate thickness.

Temp.char.Code	Temperature characteristics					Capacitance tolerance [%]
	Applicable standard		Temperature range [°C]	Ref. Temp. [°C]	Capacitance change [%]	
B/BJ	JIS	B	-25~+85	20	±10	±10 (K) ±20 (M)
	EIA	X5R	-55~+85	25	±15	
B7	EIA	X7R	-55~+125	25	±15	
	JIS	F	-25~+85	20	+30/-80	+80 (Z) -20
F	EIA	Y5V	-30~+85	25	+22/-82	

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

PART NUMBERS

●042TYPE(01005 case size)

[Temp.char. BJ:B/X5R]

Rated Voltage	Ordering code		EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [pF]	Temperature characteristics	Dissipation factor (%) Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
10V	LMK042 BJ101□C		RoHS	100	B/X5R*2	5	R	±10% ±20%	0.2±0.02 (0.008±0.001)
	LMK042 BJ151□C		RoHS	150					
	LMK042 BJ221□C		RoHS	220					
	LMK042 BJ331□C		RoHS	330					
	LMK042 BJ471□C		RoHS	470					
	LMK042 BJ681□C		RoHS	680					
	LMK042 BJ102□C		RoHS	1000	X5R	10			
	LMK042 BJ152□C*1		RoHS	1500					
	LMK042 BJ222□C*1		RoHS	2200					
	LMK042 BJ332□C*1		RoHS	3300					
6.3V	LMK042 BJ472□C*1		RoHS	4700	B/X5R*2	10			
	LMK042 BJ682□C*1		RoHS	6800					
	LMK042 BJ103□C*1		RoHS	10000					
	JMK042 BJ152□C*1		RoHS	1500					
	JMK042 BJ222□C*1		RoHS	2200					
	JMK042 BJ332□C*1		RoHS	3300					
JMK042 BJ472□C*1		RoHS	4700	B/X5R*2	10				
JMK042 BJ682□C*1		RoHS	6800						
JMK042 BJ103□C*1		RoHS	10000						

□ Please specify the capacitance tolerance code.

*1 1.5 times the rated voltage is applied to the chip during the high temperature loading test.

*2 We may provide X7R/X7S for some items according to the individual specification.

Note: "W" is used for the internal code.

[Temp.char. B7 : X7R]

Rated Voltage	Ordering code		EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [pF]	Temperature characteristics	Dissipation factor (%) Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
10V	LMK042 B7 101 □ C		RoHS	100	X7R	5	R	±10% ±20%	0.2±0.02 (0.008±0.001)
	LMK042 B7 151 □ C		RoHS	150					
	LMK042 B7 221 □ C		RoHS	220					
	LMK042 B7 331 □ C		RoHS	330					
	LMK042 B7 471 □ C		RoHS	470					
	LMK042 B7 681 □ C		RoHS	680					
LMK042 B7 102 □ C		RoHS	1000						

□ Please specify the capacitance tolerance code.

Note: "W" is used for the internal code.

●063TYPE(0201 case size)

[Temp.char. BJ:B/X5R]

Rated Voltage	Ordering code		EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [pF]	Temperature characteristics	Dissipation factor (%) Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
25V	TMK063 BJ101□P		RoHS	100	B/X5R*2	3.5	R	±10% ±20%	0.3±0.03 (0.012±0.001)
	TMK063 BJ151□P		RoHS	150					
	TMK063 BJ221□P		RoHS	220					
	TMK063 BJ331□P		RoHS	330					
	TMK063 BJ471□P		RoHS	470					
	TMK063 BJ681□P		RoHS	680					
	TMK063 BJ102□P		RoHS	1000	B/X5R	5			
	TMK063 BJ152□P		RoHS	1500					
	TMK063 BJ222□P		RoHS	2200					
	TMK063 BJ332□P		RoHS	3300					
16V	TMK063 BJ472□P		RoHS	4700	B/X5R*2	5			
	TMK063 BJ682□P		RoHS	6800					
	TMK063 BJ103□P		RoHS	10000					
	EMK063 BJ152□P		RoHS	1500					
	EMK063 BJ222□P		RoHS	2200					
	EMK063 BJ332□P		RoHS	3300					
10V	EMK063 BJ472□P		RoHS	4700	B/X5R*2	5			
	EMK063 BJ682□P		RoHS	6800					
	EMK063 BJ103□P		RoHS	10000					
	LMK063 BJ223□P*1		RoHS	22000			B/X5R	7.5	
	LMK063 BJ333□P*1		RoHS	33000					
	LMK063 BJ473□P*1		RoHS	47000			X5R	10	
LMK063 BJ683□P*1		RoHS	68000						
6.3V	LMK063 BJ104□P*1		RoHS	100000	B/X5R	7.5			
	LMK063 BJ224MP*1		RoHS	220000					
	JMK063 BJ223□P*1		RoHS	22000			X5R	10	
	JMK063 BJ333□P*1		RoHS	33000					
	JMK063 BJ473□P*1		RoHS	47000					
	JMK063 BJ683□P*1		RoHS	68000					
JMK063 BJ104□P*1		RoHS	100000						
JMK063 BJ224MP*1		RoHS	220000						

To next page

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

PART NUMBERS

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance (pF)	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
4V	AMK063 BJ224MP*1	RoHS	220000	X5R	10	R	±20%	0.3±0.03 (0.012±0.001)
	AMK063 BJ334MP*1,*3	RoHS	330000					
	AMK063 BJ474MP*1,*3	RoHS	470000					

Please specify the capacitance tolerance code.

*1 1.5 times the rated voltage is applied to the chip during the high temperature loading test.

*2 We may provide X7R for some items according to the individual specification.

*3 The exchange of individual specification is necessary depending on the application and circuit condition. Please contact Taiyo Yuden sales channels.

[Temp.char. B7 : X7R]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance (pF)	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
25V	TMK063 B7 101□P	RoHS	100	X7R	3.5	R	±10% ±20%	0.3±0.03 (0.012±0.001)
	TMK063 B7 151□P	RoHS	150					
	TMK063 B7 221□P	RoHS	220					
	TMK063 B7 331□P	RoHS	330					
	TMK063 B7 471□P	RoHS	470					
	TMK063 B7 681□P	RoHS	680					
16V	EMK063 B7 102□P	RoHS	1000	X7R	5	R	±10% ±20%	0.3±0.03 (0.012±0.001)
	EMK063 B7 152□P	RoHS	1500					
	EMK063 B7 222□P	RoHS	2200					
	EMK063 B7 332□P	RoHS	3300					
	EMK063 B7 472□P	RoHS	4700					
	EMK063 B7 682□P	RoHS	6800					
	EMK063 B7 103□P	RoHS	10000					

Please specify the capacitance tolerance code.

● 105TYPE(0402 case size)

[Temp.char. BJ:B/X5R]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance (pF)	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
50V	UMK105 BJ 221□V	RoHS	220	B/X5R*2	2.5	R	±10% ±20%	0.5±0.05 (0.02±0.002)
	UMK105 BJ 331□V	RoHS	330					
	UMK105 BJ 471□V	RoHS	470					
	UMK105 BJ 681□V	RoHS	680					
	UMK105 BJ 102□V	RoHS	1000					
	UMK105 BJ 152□V	RoHS	1500					
	UMK105 BJ 222□V	RoHS	2200					
	UMK105 BJ 332□V	RoHS	3300					
	UMK105 BJ 472□V	RoHS	4700					
	UMK105 BJ 682□V*1	RoHS	6800					
	UMK105 BJ 103□V	RoHS	10000		3.5			
35V	GMK105 BJ 104□V*1	RoHS	100000	B/X5R	5			
25V	TMK105 BJ 153□V	RoHS	15000	B/X5R*2	3.5	R	±10% ±20%	0.5±0.05 (0.02±0.002)
	TMK105 BJ 223□V	RoHS	22000					
	TMK105 BJ 333□V*1	RoHS	33000					
	TMK105 BJ 473□V*1	RoHS	47000					
	TMK105 BJ 104□V*1	RoHS	100000	B/X5R	5			
16V	EMK105 BJ 153□V	RoHS	15000	B/X5R*2	3.5	R	±10% ±20%	0.5±0.05 (0.02±0.002)
	EMK105 BJ 223□V	RoHS	22000					
	EMK105 BJ 333□V	RoHS	33000					
	EMK105 BJ 473□V	RoHS	47000					
	EMK105 BJ 683□V	RoHS	68000					
	EMK105 BJ 104□V*1	RoHS	100000					
	EMK105 BJ 224□V*1	RoHS	220000					
	EMK105 BJ 105□V*1	RoHS	1000000	X5R	10			
10V	LMK105 BJ 104□V	RoHS	100000	B/X5R	5	R	±10% ±20%	0.5±0.05 (0.02±0.002)
	LMK105 BJ 224□V*1	RoHS	220000					
	LMK105 BJ 474□V*1	RoHS	470000					
	LMK105 BJ 105□V*1	RoHS	1000000					
6.3V	JMK105 BJ 224□V*1	RoHS	220000	B/X5R	5	R	±10% ±20%	0.5±0.05 (0.02±0.002)
	JMK105 BJ 474□V*1	RoHS	470000					
	JMK105 BJ 105□V*1	RoHS	1000000					
	JMK105 BJ 225MV*1	RoHS	2200000					
4V	AMK105 BJ 335MV*1,*3	RoHS	3300000	X5R	10	R	±20%	0.5±0.1 (0.02±0.004)
	AMK105 BJ 475MV*1	RoHS	4700000					

Please specify the capacitance tolerance code.

*1 1.5 times the rated voltage is applied to the chip during the high temperature loading test.

*2 We may provide X7R for some items according to the individual specification.

*3 The exchange of individual specification is necessary depending on the application and circuit condition. Please contact Taiyo Yuden sales channels.

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

PART NUMBERS

[Temp.char. B7:X7R]

Rated Voltage	Ordering code		EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [pF]	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
50V	UMK105 B7 221□V		RoHS	220	X7R	2.5	R	±10% ±20%	0.5±0.05 (0.02±0.002)
	UMK105 B7 331□V		RoHS	330					
	UMK105 B7 471□V		RoHS	470					
	UMK105 B7 681□V		RoHS	680					
	UMK105 B7 102□V		RoHS	1000					
	UMK105 B7 152□V		RoHS	1500					
	UMK105 B7 222□V		RoHS	2200					
	UMK105 B7 332□V		RoHS	3300					
	UMK105 B7 472□V* ¹		RoHS	4700					
	UMK105 B7 682□V* ¹		RoHS	6800					
25V	TMK105 B7 103□V* ¹		RoHS	10000	X7R	2.5	R	±10% ±20%	0.5±0.05 (0.02±0.002)
	TMK105 B7 152□V		RoHS	1500					
	TMK105 B7 222□V		RoHS	2200					
	TMK105 B7 332□V		RoHS	3300					
	TMK105 B7 472□V		RoHS	4700					
	TMK105 B7 682□V		RoHS	6800					
	TMK105 B7 103□V		RoHS	10000					
16V	EMK105 B7 223□V		RoHS	22000	X7R	3.5	R	±10% ±20%	0.5±0.05 (0.02±0.002)
	EMK105 B7 473□V		RoHS	47000					
	EMK105 B7 104□V* ¹		RoHS	100000					
10V	LМК105 B7 223□V		RoHS	22000	X7R	3.5	R	±10% ±20%	0.5±0.05 (0.02±0.002)
	LМК105 B7 473□V		RoHS	47000					
	LМК105 B7 104□V* ¹		RoHS	100000					
6.3V	JMK105 B7 224□V* ¹		RoHS	220000	X7R	5	R	±10% ±20%	0.5±0.05 (0.02±0.002)

□ Please specify the capacitance tolerance code.

*1 1.5 times the rated voltage is applied to the chip during the high temperature loading test.

[Temp.char. F:Y5V]

Rated Voltage	Ordering code		EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [pF]	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
50V	UMK105 F103ZV		RoHS	10000	F/Y5V	5	R	+80% -20%	0.5±0.05 (0.02±0.002)
25V	TMK105 F223ZV		RoHS	22000					
16V	EMK105 F473ZV		RoHS	47000					
	EMK105 F104ZV		RoHS	100000					
10V	LМК105 F224ZV		RoHS	220000					
6.3V	JMK105 F474ZV		RoHS	470000					
	JMK105 F105ZV* ¹		RoHS	1000000					

*1 1.5 times the rated voltage is applied to the chip during the high temperature loading test.

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

MULTILAYER CERAMIC CAPACITORS FOR HIGH FREQUENCY APPLICATIONS(1GHz+)



REFLOW

FEATURES

- Q value in the high frequency range (1 GHz+) is superior compared to other types of multilayer capacitors.
- The 1005(0402) case size is designed for high density mounting and weight reduction in various applications.

APPLICATIONS

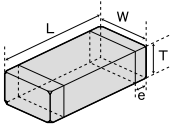
- Suitable for those high frequency applications in which a capacitor with both a high Q-value and small size is required such as portable communications and other wireless applications. VCO, TCXO etc.
- Adjustment of characteristics in high frequency circuit

ORDERING CODE

U V K 1 0 5 R H 4 R 3 J W - F

1 Rated voltage [VDC]	3 End termination	5 Temperature characteristics [ppm/°C]	6 Nominal capacitance [pF]	7 Capacitance tolerance	9 Special code
E 16 U 50	K Plated	CH 0±60 RH -220±60	example 020 2 4R3 4.3 ※R=Decimal point	B ±0.1pF J ±5%	- Standard Product
2 Series name	4 Dimensions (EIA) (L×W) [mm]	8 Thickness [mm]	10 Packaging		
V Multilayer ceramic capacitor for high frequency	105(0402) 1.0×0.5	W 0.5	F φ178mm Taping (2mm pitch)		

EXTERNAL DIMENSIONS/STANDARD QUANTITY



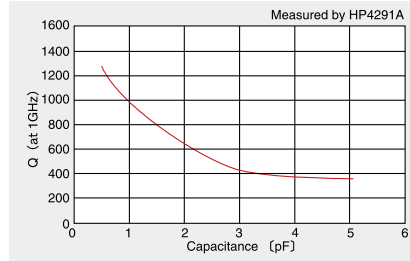
Type(EIA)	L	W	T	e	Standard quantity [pcs]	
					Paper tape	Embossed tape
□VK105 (0402)	1.0±0.05 (0.039±0.002)	0.5±0.05 (0.020±0.002)	0.5±0.05 (0.020±0.002)	0.25±0.1 (0.010±0.004)	10000	-

Unit : mm (inch)

SPECIFICATIONS

Temperature Characteristics	Operating Temperature range	Temperature Coefficient range [ppm/°C]	Capacitance Tolerance
CH	-55~+125°C	0±60	±0.1pF (~2.0pF)
RH		-220±60	±5% (2.2pF~)

Capacitance vs Q value (Typical for CH characteristic)



* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

PART NUMBERS

Rated Voltage (DC)	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Temperature characteristics		Capacitance (pF)	Capacitance tolerance	Q (at 1GHz) (min.)	Thickness [mm]	Typical Q
			CH	RH					
E: 16V U: 50V	<input type="checkbox"/> VK105 CH0R3BW	RoHS	●		0.3	±0.1pF	300	0.5±0.05	1200
	<input type="checkbox"/> VK105 CH0R4BW	RoHS	●		0.4		300		1200
	<input type="checkbox"/> VK105 CH0R5BW	RoHS	●		0.5		300		1200
	<input type="checkbox"/> VK105 CH0R6BW	RoHS	●		0.6		300		1100
	<input type="checkbox"/> VK105 CH0R7BW	RoHS	●		0.7		300		1100
	<input type="checkbox"/> VK105 CH0R8BW	RoHS	●		0.8		300		1000
	<input type="checkbox"/> VK105 CH0R9BW	RoHS	●		0.9		300		950
	<input type="checkbox"/> VK105 CH010BW	RoHS	●		1.0		300		950
	<input type="checkbox"/> VK105 CH1R1BW	RoHS	●		1.1		280		930
	<input type="checkbox"/> VK105 CH1R2BW	RoHS	●		1.2		270		850
	<input type="checkbox"/> VK105 CH1R3BW	RoHS	●		1.3		260		740
	<input type="checkbox"/> VK105 CH1R5BW	RoHS	●		1.5		240		710
	<input type="checkbox"/> VK105 CH1R6BW	RoHS	●		1.6		230		670
	<input type="checkbox"/> VK105 CH1R8BW	RoHS	●		1.8		210		650
	<input type="checkbox"/> VK105 CH020BW	RoHS	●		2.0		190		610
	<input type="checkbox"/> VK105 CH2R2JW	RoHS	●		2.2		180		530
	<input type="checkbox"/> VK105 CH2R4JW	RoHS	●		2.4		170		510
	<input type="checkbox"/> VK105 CH2R7JW	RoHS	●		2.7		150		460
	<input type="checkbox"/> VK105 CH030JW	RoHS	●		3.0		130		390
	<input type="checkbox"/> VK105 CH3R3JW	RoHS	●		3.3		120		370
	<input type="checkbox"/> VK105 CH3R6JW	RoHS	●		3.6	110	360		
	<input type="checkbox"/> VK105 CH3R9JW	RoHS	●		3.9	99	360		
	<input type="checkbox"/> VK105 CH4R3JW	RoHS	●		4.3	84	360		
	<input type="checkbox"/> VK105 CH4R7JW	RoHS	●		4.7	84	340		
	<input type="checkbox"/> VK105 CH5R1JW	RoHS	●		5.1	84	320		
	<input type="checkbox"/> VK105 RH0R5BW	RoHS		●	0.5	300	1100		
	<input type="checkbox"/> VK105 RH0R6BW	RoHS		●	0.6	300	1000		
	<input type="checkbox"/> VK105 RH0R7BW	RoHS		●	0.7	300	1000		
	<input type="checkbox"/> VK105 RH0R8BW	RoHS		●	0.8	300	970		
	<input type="checkbox"/> VK105 RH0R9BW	RoHS		●	0.9	300	950		
	<input type="checkbox"/> VK105 RH010BW	RoHS		●	1.0	300	900		
	<input type="checkbox"/> VK105 RH1R1BW	RoHS		●	1.1	280	900		
	<input type="checkbox"/> VK105 RH1R2BW	RoHS		●	1.2	270	740		
	<input type="checkbox"/> VK105 RH1R3BW	RoHS		●	1.3	260	700		
	<input type="checkbox"/> VK105 RH1R5BW	RoHS		●	1.5	240	680		
	<input type="checkbox"/> VK105 RH1R6BW	RoHS		●	1.6	230	640		
	<input type="checkbox"/> VK105 RH1R8BW	RoHS		●	1.8	210	620		
	<input type="checkbox"/> VK105 RH020BW	RoHS		●	2.0	190	570		
	<input type="checkbox"/> VK105 RH2R2JW	RoHS		●	2.2	180	480		
	<input type="checkbox"/> VK105 RH2R4JW	RoHS		●	2.4	170	470		
<input type="checkbox"/> VK105 RH2R7JW	RoHS		●	2.7	150	420			
<input type="checkbox"/> VK105 RH030JW	RoHS		●	3.0	130	360			
<input type="checkbox"/> VK105 RH3R3JW	RoHS		●	3.3	120	350			
<input type="checkbox"/> VK105 RH3R6JW	RoHS		●	3.6	110	340			
<input type="checkbox"/> VK105 RH3R9JW	RoHS		●	3.9	99	340			
<input type="checkbox"/> VK105 RH4R3JW	RoHS		●	4.3	84	340			
<input type="checkbox"/> VK105 RH4R7JW	RoHS		●	4.7	84	320			
<input type="checkbox"/> VK105 RH5R1JW	RoHS		●	5.1	84	310			

Please specify the Rated Voltage code.

CAPACITORS

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

SUPER LOW DISTORTION MULTILAYER CERAMIC CAPACITORS(CFCAP™)



REFLOW

FEATURES

- Newly developed dielectric material and the use of nickel for internal electrodes provide superior temperature characteristics with high capacitance, small case size and low cost.
- Low distortion and low shock noise make these capacitors appropriate for use in analog or digital mobile devices.
- Superior heat-resistance, high breakdown voltage, and mechanical strength make these capacitors appropriate for replacing film capacitors.

APPLICATIONS

- Signal line for AV products
- Analog signal coupling applications
- PLL circuit of mobile phones
- Good temperature characteristics for time constant circuits, oscillation circuits and filters

ORDERING CODE

T M K 3 1 6 S D 1 0 4 K L - T △

1 Rated voltage (VDC)

U	50
G	35
T	25
E	16
L	10
J	6.3

2 Series name

M	Multilayer ceramic capacitor
---	------------------------------

3 End termination

K	Plated
---	--------

4 Dimensions (EIA) (L×W) (mm)

105 (0402)	1.0×0.5
107 (0603)	1.6×0.8
212 (0805)	2.0×1.25
316 (1206)	3.2×1.6

5 Series symbol

SD	Standard
----	----------

6 Nominal capacitance (μF)

example	
223	0.022
104	0.1

7 Capacitance tolerance

K	±10%
---	------

8 Thickness (mm)

P	0.3
V	0.5
A	0.8
D	0.85
F	1.15
G	1.25
L	1.6

9 Special code

-	Standard Product
---	------------------

10 Packaging

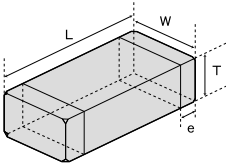
T	φ178mm Taping (4mm pitch) 107, 212, 316 Type
F	φ178mm Taping (2mm pitch) 105 Type

11 Internal code

△	Standard Product
---	------------------

△=Blank space

EXTERNAL DIMENSIONS/STANDARD QUANTITY



Type (EIA)	L	W	T	e	Standard quantity [pcs]		
					Paper tape	Embossed tape	
□MK105 (0402)	1.0±0.05 (0.039±0.002)	0.5±0.05 (0.020±0.002)	0.3±0.03 (0.012±0.001)	P	0.25±0.10 (0.010±0.004)	10000	-
			0.5±0.05 (0.020±0.002)				
□MK107 (0603)	1.6±0.10 (0.063±0.004)	0.8±0.10 (0.031±0.004)	0.8±0.10 (0.031±0.004)	A	0.35±0.25 (0.014±0.010)	4000	-
			0.85±0.10 (0.033±0.004)				
□MK212 (0805)	2.0±0.10 (0.079±0.004)	1.25±0.10 (0.049±0.004)	1.25±0.10 (0.049±0.004)	D	0.5±0.25 (0.020±0.010)	4000	-
			1.15±0.10 (0.045±0.004)				
□MK316 (1206)	3.2±0.15 (0.126±0.006)	1.6±0.15 (0.063±0.006)	1.6±0.20 (0.063±0.008)	F	0.5 ^{+0.35} _{-0.25} (0.020 ^{+0.014} _{-0.010})	-	3000
			1.6±0.20 (0.063±0.008)				

Unit : mm (inch)

AVAILABLE CAPACITANCE RANGE

Cap [μF]	Type Temp.Char VDC	105 SD					107 SD				212 SD				316 SD		
		50V	25V	16V	10V	6.3V	50V	25V	16V	10V	50V	35V	16V	10V	35V	25V	
		[pF:3digits]															
0.00039	391	V															
0.00047	471	V															
0.00056	561	V															
0.00068	681		V														
0.00082	821		V														
0.001	102		V				A										
0.0012	122		V				A										
0.0015	152			V	P		A										
0.0018	182			V			A										
0.0022	222			V			A										
0.0027	272			V		P	A										
0.0033	332				V		A										
0.0039	392				V			A			D						
0.0047	472				V			A			D						
0.0056	562								A		D						
0.0068	682								A		D						
0.0082	822								A		D						
0.01	103								A		D						
0.012	123									A		D					
0.015	153									A		D					
0.018	183									A		G					
0.022	223									A		G					
0.027	273										G						
0.033	333											G					
0.039	393												D			F	
0.047	473														D	F	
0.056	563															F	
0.068	683														G	F	
0.082	823														G	L	
0.1	104														G	L	

*Letters in the table indicate thickness.

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

PART NUMBERS

105TYPE (0402 case size)

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [μF]	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
50V	UMK105 SD391KV	RoHS	0.00039	Standard type	0.1	R	±10%*	0.5±0.05 (0.020±0.002)
	UMK105 SD471KV	RoHS	0.00047					
	UMK105 SD561KV	RoHS	0.00056					
25V	TMK105 SD681KV	RoHS	0.00068					
	TMK105 SD821KV	RoHS	0.00082					
	TMK105 SD102KV	RoHS	0.0010					
16V	TMK105 SD122KV	RoHS	0.0012					
	EMK105 SD152KV	RoHS	0.0015					
	EMK105 SD182KV	RoHS	0.0018					
	EMK105 SD222KV	RoHS	0.0022					
10V	EMK105 SD272KV	RoHS	0.0027					
	LМК105 SD152KP	RoHS	0.0015					
	LМК105 SD332KV	RoHS	0.0033					
	LМК105 SD392KV	RoHS	0.0039					
6.3V	LМК105 SD472KV	RoHS	0.0047					
	JMK105 SD272KP	RoHS	0.0027					

*: Capacitance tolerance J (±5%) is also available. Please contact Taiyo Yuden sales channels.

107TYPE (0603 case size)

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [μF]	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
50V	UMK107 SD102KA	RoHS	0.0010	Standard type	0.1	R	±10%*	0.8±0.1 (0.031±0.004)
	UMK107 SD122KA	RoHS	0.0012					
	UMK107 SD152KA	RoHS	0.0015					
	UMK107 SD182KA	RoHS	0.0018					
	UMK107 SD222KA	RoHS	0.0022					
	UMK107 SD272KA	RoHS	0.0027					
25V	UMK107 SD332KA	RoHS	0.0033					
	TMK107 SD392KA	RoHS	0.0039					
16V	TMK107 SD472KA	RoHS	0.0047					
	EMK107 SD562KA	RoHS	0.0056					
	EMK107 SD682KA	RoHS	0.0068					
	EMK107 SD822KA	RoHS	0.0082					
10V	EMK107 SD103KA	RoHS	0.010					
	LМК107 SD123KA	RoHS	0.012					
	LМК107 SD153KA	RoHS	0.015					
	LМК107 SD183KA	RoHS	0.018					
	LМК107 SD223KA	RoHS	0.022					

*: Capacitance tolerance J (±5%) is also available. Please contact Taiyo Yuden sales channels.

212TYPE (0805 case size)

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [μF]	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
50V	UMK212 SD392KD	RoHS	0.0039	Standard type	0.1	R	±10%*	0.85±0.1 (0.033±0.004)
	UMK212 SD472KD	RoHS	0.0047					
	UMK212 SD562KD	RoHS	0.0056					
	UMK212 SD682KD	RoHS	0.0068					
	UMK212 SD822KD	RoHS	0.0082					
35V	UMK212 SD103KD	RoHS	0.01					
	GМК212 SD123KD	RoHS	0.012					
	GМК212 SD153KD	RoHS	0.015					
	GМК212 SD183KG	RoHS	0.018					
	GМК212 SD223KG	RoHS	0.022					
	GМК212 SD273KG	RoHS	0.027					
16V	GМК212 SD333KD	RoHS	0.033					
10V	EMK212 SD333KD	RoHS	0.033					
	LМК212 SD473KD	RoHS	0.047					
	LМК212 SD683KG	RoHS	0.068					
	LМК212 SD823KG	RoHS	0.082					
	LМК212 SD104KG	RoHS	0.1					

*: Capacitance tolerance J (±5%) is also available. Please contact Taiyo Yuden sales channels.

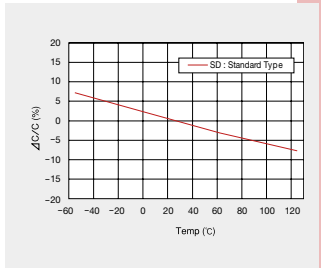
316TYPE (1206 case size)

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [μF]	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
35V	GМК316 SD333KF	RoHS	0.033	Standard type	0.1	R	±10%*	1.15±0.1 (0.045±0.004)
	GМК316 SD393KF	RoHS	0.039					
25V	TMK316 SD473KF	RoHS	0.047					
	TMK316 SD563KF	RoHS	0.056					
	TMK316 SD683KF	RoHS	0.068					
	TMK316 SD823KL	RoHS	0.082					
	TMK316 SD104KL	RoHS	0.1					

*: Capacitance tolerance J (±5%) is also available. Please contact Taiyo Yuden sales channels.

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification.
For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

Capacitance-temperature characteristics



* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

Multilayer Ceramic Capacitors and Medium-High Voltage Multilayer Ceramic Capacitors are noted separately.

Super Low Distortion Multilayer Ceramic Capacitors (CFCAP)

1. Operating Temperature Range												
Specified Value	-55 to +125°C											
2. Storage Temperature Range												
Specified Value	-55 to +125°C											
3. Rated Voltage												
Specified Value	6.3VDC, 10VDC, 16VDC, 25VDC, 35VDC, 50VDC											
4. Withstanding Voltage (Between terminals)												
Specified Value	No breakdown or damage											
[Test Methods and Remarks] Applied voltage: Rated voltage×3 Duration: 1 to 5 sec. Charge/discharge current: 50mA max.												
5. Insulation Resistance												
Specified Value	10000 MΩ or 500MΩ μF, whichever is smaller											
[Test Methods and Remarks] Applied voltage: Rated voltage Duration: 60±5 sec. Charge/discharge current: 50mA max.												
6. Capacitance (Tolerance)												
Specified Value	±10%											
[Test Methods and Remarks] Measuring frequency : 1kHz±10% Measuring voltage : 1±0.2Vrms Bias application: None												
7. Dissipation Factor												
Specified Value	0.1%max											
[Test Methods and Remarks] Measuring frequency : 1kHz±10% Measuring voltage : 1±0.2Vrms Bias application: None												
8. Deflection												
Specified Value	Appearance: No abnormality Capacitance change: ±5%											
[Test Methods and Remarks] Warp: 1mm Speed: 0.5mm/second Duration: 10 seconds Test board: glass epoxy resin substrate Thickness: 1.6mm Capacitance measurement shall be conducted with the board bent.												
9. Adhesive Strength of Terminal Electrodes												
Specified Value	No terminal separation or its indication.											
[Test Methods and Remarks] Applied force: 5N Duration: 30 ±5 seconds												
10. Solderability												
Specified Value	At least 95% of terminal electrode is covered by new solder.											
[Test Methods and Remarks]												
	<table border="1"> <thead> <tr> <th></th> <th>Solder type</th> <th>Solder temperature</th> <th>Duration</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Eutectic solder</td> <td>H60A or H63A</td> <td>230±5°C</td> <td rowspan="2">4±1 sec.</td> </tr> <tr> <td>Lead-free solder</td> <td>Sn-3.0Ag-0.5Cu</td> <td>245±3°C</td> </tr> </tbody> </table>		Solder type	Solder temperature	Duration	Eutectic solder	H60A or H63A	230±5°C	4±1 sec.	Lead-free solder	Sn-3.0Ag-0.5Cu	245±3°C
	Solder type	Solder temperature	Duration									
Eutectic solder	H60A or H63A	230±5°C	4±1 sec.									
Lead-free solder	Sn-3.0Ag-0.5Cu	245±3°C										
11. Resistance to Soldering												
Specified Value	Appearance: No abnormality Capacitance change: ±2.5% max. Dissipation factor : Initial value Insulation resistance: Initial value Withstanding voltage (between terminals): No abnormality											
[Test Methods and Remarks] Solder temp.: 270 ±5°C Duration: 3 ±0.5 sec. Preheating conditions : 80 to 100°C, 2 to 5 min. or 5 to 10 min. 150 to 200°C, 2 to 5 min. or 5 to 10 min. Recovery : 24±2hrs under the standard condition Note1												

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

RELIABILITY DATA

12. Temperature Cycle (Thermal Shock)

Specified Value	Appearance: No abnormality Capacitance change: $\pm 2.5\%$ max Dissipation factor : Initial value Insulation resistance: Initial value Withstanding voltage (between terminals) : No abnormality
-----------------	--

[Test Methods and Remarks]

Conditions for 1 cycle / Step 1: Minimum operating temperature $\pm 0_{-3}^0$ °C 30 \pm 3 min.
Step 2: Room temperature 2 to 3 min.
Step 3: Maximum operating temperature $\pm 0_{-3}^0$ °C 30 \pm 3 min.
Step 4: Room temperature 2 to 3 min.

Number of cycles: 5 times

Recovery : 24 \pm 2hrs under the standard condition Note1

13. Humidity (Steady state)

Specified Value	Appearance: No abnormality Capacitance change: $\pm 5\%$ max Dissipation factor : 0.5% max Insulation resistance 50M Ω μ F or 1000M Ω , whichever is smaller
-----------------	---

[Test Methods and Remarks]

Temperature: 40 \pm 2°C

Humidity: 90 to 95% RH

Duration: 500 $\pm 24_{-0}^0$ hrs

Recovery: 24 \pm 2hrs under the standard condition Note1

14. Humidity Loading

Specified Value	Appearance: No abnormality Capacitance change: $\pm 7.5\%$ max Dissipation factor : 0.5% max Insulation resistance: 25M Ω μ F or 500M Ω , whichever is smaller
-----------------	---

[Test Methods and Remarks]

According to JIS C 5102 clause 9.9.

Temperature: 40 \pm 2°C Humidity: 90 to 95% RH

Duration: 500 $\pm 24_{-0}^0$ hrs

Applied voltage: Rated voltage

Charge/discharge current: 50mA max

Recovery: 24 \pm 2hrs under the standard condition Note1

15. High Temperature Loading

Specified Value	Appearance: No abnormality Capacitance change: $\pm 3\%$ max Dissipation factor : 0.35% max Insulation resistance: 50M Ω μ F or 1000M Ω , whichever is smaller
-----------------	---

[Test Methods and Remarks]

According to JIS C 5102 clause 9.10.

Temperature: 125 \pm 3°C

Duration: 1000 $\pm 48_{-0}^0$ hrs

Applied voltage: Rated voltage x 2

Charge/discharge current: 50mA max

Recovery: 24 \pm 2hrs under the standard condition Note1

Note1 Standard condition: Temperature: 5 to 35°C, Relative humidity: 45 to 85 % RH, Air pressure: 86 to 106kPa

When there are questions concerning measurement results, in order to provide correlation data, the test shall be conducted under the following condition.

Temperature: 20 \pm 2°C, Relative humidity: 60 to 70 % RH, Air pressure: 86 to 106kPa

Unless otherwise specified, all the tests are conducted under the "standard condition".

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification.
For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

MEDIUM-HIGH VOLTAGE MULTILAYER CERAMIC CAPACITORS



REFLOW

FEATURES

- The use of nickel as electrode material prevents migration and provides high reliability.
- Small case sizes with high rated voltage.

APPLICATIONS

- General telephone exchange
- Inverter
- Wireless and Telecommunication base
- For DC/DC Converter

ORDERING CODE

H M K 3 1 6 B J 1 0 4 K L - T △

1 Rated voltage (VDC)

H	100
Q	250
S	630

2 Series name

M	Multilayer ceramic capacitor
---	------------------------------

3 End termination

K	Plated
---	--------

4 Dimensions (EIA) L×W (mm)

107 (0603)	1.6×0.8
212 (0805)	2.0×1.25
316 (1206)	3.2×1.6
325 (1210)	3.2×2.5
432 (1812)	4.5×3.2

5 Temperature characteristics code

BJ	B
	X5R
B7	X7R
C7	X7S

6 Nominal capacitance (pF)

example	
104	100,000
105	1,000,000

7 Capacitance tolerance

K	±10%
M	±20%

8 Thickness (mm)

A	0.8
D	0.85
G	1.25
F	1.15
L	1.6
N	1.9
M	2.5

9 Special code

-	Standard Product
---	------------------

10 Packaging

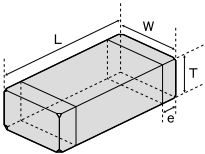
T	φ178mm Taping (4mm pitch)
---	---------------------------

11 Internal code

△	Standard Product
---	------------------

△=Blank space

EXTERNAL DIMENSIONS/STANDARD QUANTITY



Type (EIA)	L	W	T	e	Standard quantity [pcs]		
					Paper tape	Embossed tape	
□MK107 (0603)	1.6±0.10 (0.063±0.004)	0.8±0.10 (0.031±0.004)	0.8±0.10 (0.031±0.004)	A	0.35±0.25 (0.014±0.010)	4000	-
			0.85±0.10 (0.033±0.004)	D	0.5±0.25 (0.020±0.010)	4000	-
□MK212 (0805)	2.0±0.10 (0.079±0.004)	1.25±0.10 (0.049±0.004)	1.25±0.10 (0.049±0.004)	G		0.5±0.25 (0.020±0.010)	-
			1.15±0.10 (0.045±0.004)	F	-		3000
□MK316 (1206)	3.2±0.15 (0.126±0.006)	1.6±0.15 (0.063±0.006)	1.6±0.20 (0.063±0.008)	L	0.5 ^{+0.35} _{-0.25} (0.020 ^{+0.014} _{-0.010})	-	2000
			1.15±0.10 (0.045±0.004)	F		-	2000
□MK325 (1210)	3.2±0.3 (0.126±0.012)	2.5±0.20 (0.098±0.008)	1.9±0.20 (0.075±0.008)	N	0.6±0.3 (0.024±0.012)	-	2000
			1.15±0.10 (0.045±0.004)	F		-	2000
□MK432 (1812)	4.5±0.4 (0.177±0.016)	3.2±0.30 (0.126±0.012)	2.5±0.20 (0.098±0.008)	M	0.9±0.6 (0.035±0.024)	-	500

Unit : mm (inch)

AVAILABLE CAPACITANCE RANGE

Cap [μF]	Type Temp. Char	107			212				316						325						432						
		X7R		X7S	B/X5R	X7R		B/X5R		X7R		B/X5R		X7R		B/X5R		X7R		B/X5R		X7R		B/X5R			
		100V	100V	100V	100V	250V	100V	250V	100V	250V	630V	100V	250V	630V	100V	250V	630V	100V	250V	630V	100V	250V	630V	100V	250V	630V	
0.001	102	A		A		D		D			F		F														
0.0015	152	A		A		D		D			F		F														
0.0022	222	A		A		D		D			F		F														
0.0033	332	A		A		D		D			F		F														
0.0047	472	A		A		G		G			F		F														
0.0068	682	A		A		G		G			F		F														
0.01	103	A		A	G	G	G	G			F		F														
0.015	153	A		A	G	G	G	G			L		L														
0.022	223	A		A	G	G	G	G			L		L														
0.033	333	A		A	G		G			L			L				N			N							
0.047	473				G		G		L	L		L	L				N	N		N	N				M	M	
0.068	683				G		G		L	L		L	L							N	N				M	M	
0.1	104		A	A	G		G		L	L		L	L			F	N		F	N				M	M	M	M
0.15	154								L			L				N	N		N	N							
0.22	224				G		G		L			L				N	N		N	N					M		M
0.33	334								L			L				N			N						M		M
0.47	474								L			L				N			N					M	M		M
0.68	684															N			N								
1.0	105								L			L				N			N						M		M
1.5	155																								M		M
2.2	225															N			N						M		M

※Letters in the table indicate thickness.

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

AVAILABLE CAPACITANCE RANGE

Temp.char.Code	Temperature characteristics				Capacitance tolerance [%]
	Applicable standard		Temperature range [°C]	Ref. Temp. [°C]	
BJ	JIS	B	-25~+85	20	±10
	EIA	X5R	-55~+85	25	±15
B7	EIA	X7R	-55~+125	25	±15
C7	EIA	X7S	-55~+125	25	±22

PART NUMBERS

107TYPE(0603 case size)

[Temp.char. BJ:B/X5R]

Rated Voltage	Ordering code		EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [μF]	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
100V	HMK107 BJ102□A		RoHS	0.001	B/X5R*2	3.5	R	±10% ±20%	0.8±0.1 (0.031±0.0041)
	HMK107 BJ152□A		RoHS	0.0015					
	HMK107 BJ222□A		RoHS	0.0022					
	HMK107 BJ332□A		RoHS	0.0033					
	HMK107 BJ472□A		RoHS	0.0047					
	HMK107 BJ682□A		RoHS	0.0068					
	HMK107 BJ103□A		RoHS	0.01					
	HMK107 BJ153□A		RoHS	0.015					
	HMK107 BJ223□A		RoHS	0.022					
	HMK107 BJ333□A		RoHS	0.033					
	HMK107 BJ104□A		RoHS	0.1					

□ Please specify the capacitance tolerance code.

*2 : We may provide X7R/X7S for some items according to the individual specification.

[Temp.char. B7:X7R C7:X7S]

Rated Voltage	Ordering code		EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [μF]	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
100V	HMK107 B7 102□A		RoHS	0.001	X7R	3.5	R	±10% ±20%	0.8±0.1 (0.031±0.0041)
	HMK107 B7 152□A		RoHS	0.0015					
	HMK107 B7 222□A		RoHS	0.0022					
	HMK107 B7 332□A		RoHS	0.0033					
	HMK107 B7 472□A		RoHS	0.0047					
	HMK107 B7 682□A		RoHS	0.0068					
	HMK107 B7 103□A		RoHS	0.01					
	HMK107 B7 153□A		RoHS	0.015					
	HMK107 B7 223□A		RoHS	0.022					
	HMK107 B7 333□A		RoHS	0.033					
	HMK107 C7 104□A		RoHS	0.1	X7S				

□ Please specify the capacitance tolerance code.

212TYPE(0805 case size)

[Temp.char. BJ:B/X5R]

Rated Voltage	Ordering code		EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [μF]	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
100V	HMK212 BJ103□G		RoHS	0.01	B/X5R*2	3.5	R	±10% ±20%	1.25±0.1 (0.049±0.004)
	HMK212 BJ153□G		RoHS	0.015					
	HMK212 BJ223□G		RoHS	0.022					
	HMK212 BJ333□G		RoHS	0.033					
	HMK212 BJ473□G		RoHS	0.047					
	HMK212 BJ683□G		RoHS	0.068					
	HMK212 BJ104□G		RoHS	0.1					
	HMK212 BJ224□G		RoHS	0.22					
250V	QMK212 BJ102□D		RoHS	0.001	B/X5R*2	2.5	R	±10% ±20%	0.85±0.1 (0.033±0.004)
	QMK212 BJ152□D		RoHS	0.0015					
	QMK212 BJ222□D		RoHS	0.0022					
	QMK212 BJ332□D		RoHS	0.0033					
	QMK212 BJ472□G		RoHS	0.0047					
	QMK212 BJ682□G		RoHS	0.0068					
	QMK212 BJ103□G		RoHS	0.01					
	QMK212 BJ153□G		RoHS	0.015					
	QMK212 BJ223□G		RoHS	0.022				1.25±0.1 (0.049±0.004)	

□ Please specify the capacitance tolerance code.

*2 : We may provide X7R for some items according to the individual specification.

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification.
For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

PART NUMBERS

[Temp.char. B7:X7R]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance (μ F)	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness (mm) (inch)			
100V	HMK212 B7 103□G	RoHS	0.01	X7R	3.5	R	±10% ±20%	1.25±0.1 (0.049±0.004)			
	HMK212 B7 153□G	RoHS	0.015								
	HMK212 B7 223□G	RoHS	0.022								
	HMK212 B7 333□G	RoHS	0.033								
	HMK212 B7 473□G	RoHS	0.047								
	HMK212 B7 683□G	RoHS	0.068								
	HMK212 B7 104□G	RoHS	0.1								
HMK212 B7 224□G	RoHS	0.22									
250V	QMK212 B7 102□D	RoHS	0.001		2.5			2.5	R	±10% ±20%	0.85±0.1 (0.033±0.004)
	QMK212 B7 152□D	RoHS	0.0015								
	QMK212 B7 222□D	RoHS	0.0022								
	QMK212 B7 332□D	RoHS	0.0033								
	QMK212 B7 472□G	RoHS	0.0047								
	QMK212 B7 682□G	RoHS	0.0068								
	QMK212 B7 103□G	RoHS	0.01								
QMK212 B7 153□G	RoHS	0.015									
QMK212 B7 223□G	RoHS	0.022									

Please specify the capacitance tolerance code.

● 316TYPE(1206 case size)

[Temp.char. BJ:B/X5R]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance (μ F)	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness (mm) (inch)					
100V	HMK316 BJ473□L	RoHS	0.047	B/X5R*2	3.5	R	±10% ±20%	1.6±0.2 (0.063±0.008)					
	HMK316 BJ683□L	RoHS	0.068										
	HMK316 BJ104□L	RoHS	0.1										
	HMK316 BJ154□L	RoHS	0.15										
	HMK316 BJ224□L	RoHS	0.22										
	HMK316 BJ334□L	RoHS	0.33										
	HMK316 BJ474□L	RoHS	0.47										
HMK316 BJ105□L	RoHS	1											
250V	QMK316 BJ333□L	RoHS	0.033		2.5			2.5	R	±10% ±20%	1.15±0.1 (0.045±0.004)		
	QMK316 BJ473□L	RoHS	0.047										
	QMK316 BJ683□L	RoHS	0.068										
	QMK316 BJ104□L	RoHS	0.1										
630V	SMK316 BJ102□F	RoHS	0.001		2.5			2.5			R	±10% ±20%	1.6±0.2 (0.063±0.008)
	SMK316 BJ152□F	RoHS	0.0015										
	SMK316 BJ222□F	RoHS	0.0022										
	SMK316 BJ332□F	RoHS	0.0033										
	SMK316 BJ472□F	RoHS	0.0047										
	SMK316 BJ682□F	RoHS	0.0068										
	SMK316 BJ103□F	RoHS	0.01										
	SMK316 BJ153□L	RoHS	0.015										
SMK316 BJ223□L	RoHS	0.022											

Please specify the capacitance tolerance code.

*2 : We may provide X7R for some items according to the individual specification.

[Temp.char. B7:X7R]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance (μ F)	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness (mm) (inch)					
100V	HMK316 B7 473□L	RoHS	0.047	X7R	3.5	R	±10% ±20%	1.6±0.2 (0.063±0.008)					
	HMK316 B7 683□L	RoHS	0.068										
	HMK316 B7 104□L	RoHS	0.1										
	HMK316 B7 154□L	RoHS	0.15										
	HMK316 B7 224□L	RoHS	0.22										
	HMK316 B7 334□L	RoHS	0.33										
	HMK316 B7 474□L	RoHS	0.47										
HMK316 B7 105□L	RoHS	1											
250V	QMK316 B7 333□L	RoHS	0.033		2.5			2.5	R	±10% ±20%	1.15±0.1 (0.045±0.004)		
	QMK316 B7 473□L	RoHS	0.047										
	QMK316 B7 683□L	RoHS	0.068										
	QMK316 B7 104□L	RoHS	0.1										
630V	SMK316 B7 102□F	RoHS	0.001		2.5			2.5			R	±10% ±20%	1.6±0.2 (0.063±0.008)
	SMK316 B7 152□F	RoHS	0.0015										
	SMK316 B7 222□F	RoHS	0.0022										
	SMK316 B7 332□F	RoHS	0.0033										
	SMK316 B7 472□F	RoHS	0.0047										
	SMK316 B7 682□F	RoHS	0.0068										
	SMK316 B7 103□F	RoHS	0.01										
	SMK316 B7 153□L	RoHS	0.015										
SMK316 B7 223□L	RoHS	0.022											

Please specify the capacitance tolerance code.

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

PART NUMBERS

● 325TYPE(1210 case size)

[Temp.char. BJ:B/X5R]

Rated Voltage	Ordering code		EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance (μF)	Temperature characteristics	Dissipation factor (%) Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness (mm) (inch)							
100V	HMK325 BJ104□F		RoHS	0.1	B/X5R*2	3.5	R	±10% ±20%	1.15±0.1 (0.045±0.004)							
	HMK325 BJ154□N		RoHS	0.15												
	HMK325 BJ224□N		RoHS	0.22												
	HMK325 BJ334□N		RoHS	0.33												
	HMK325 BJ474□N		RoHS	0.47												
	HMK325 BJ684□N		RoHS	0.68												
	HMK325 BJ105□N		RoHS	1												
HMK325 BJ225□N		RoHS	2.2													
250V	QMK325 BJ473□N		RoHS	0.047		2.5			3.5	R	±10% ±20%	1.9±0.2 (0.075±0.008)				
	QMK325 BJ104□N		RoHS	0.1												
	QMK325 BJ154□N		RoHS	0.15												
	QMK325 BJ224□N		RoHS	0.22												
630V	SMK325 BJ223□N		RoHS	0.022					2.5				3.5	R	±10% ±20%	1.9±0.2 (0.075±0.008)
	SMK325 BJ333□N		RoHS	0.033												
	SMK325 BJ473□N		RoHS	0.047												

□ Please specify the capacitance tolerance code.

*2 : We may provide X7R for some items according to the individual specification.

[Temp.char. B7:X7R]

Rated Voltage	Ordering code		EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance (μF)	Temperature characteristics	Dissipation factor (%) Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness (mm) (inch)							
100V	HMK325 B7 104□F		RoHS	0.1	X7R	3.5	R	±10% ±20%	1.15±0.1 (0.045±0.004)							
	HMK325 B7 154□N		RoHS	0.15												
	HMK325 B7 224□N		RoHS	0.22												
	HMK325 B7 334□N		RoHS	0.33												
	HMK325 B7 474□N		RoHS	0.47												
	HMK325 B7 684□N		RoHS	0.68												
	HMK325 B7 105□N		RoHS	1												
HMK325 B7 225□N		RoHS	2.2													
250V	QMK325 B7 473□N		RoHS	0.047		2.5			3.5	R	±10% ±20%	1.9±0.2 (0.075±0.008)				
	QMK325 B7 104□N		RoHS	0.1												
	QMK325 B7 154□N		RoHS	0.15												
	QMK325 B7 224□N		RoHS	0.22												
630V	SMK325 B7 223□N		RoHS	0.022					2.5				3.5	R	±10% ±20%	1.9±0.2 (0.075±0.008)
	SMK325 B7 333□N		RoHS	0.033												
	SMK325 B7 473□N		RoHS	0.047												

□ Please specify the capacitance tolerance code.

● 432TYPE(1812 case size)

[Temp.char. BJ:B/X5R]

Rated Voltage	Ordering code		EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance (μF)	Temperature characteristics	$\tan \delta$ Dissipation factor (%) Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness (mm) (inch)								
100V	HMK432 BJ474□M		RoHS	0.47	B/X5R*2	3.5	R	±10% ±20%	2.5±0.2 (0.098±0.008)								
	HMK432 BJ105□M		RoHS	1													
	HMK432 BJ155□M		RoHS	1.5													
	HMK432 BJ225□M		RoHS	2.2													
250V	QMK432 BJ104□M		RoHS	0.1		2.5				3.5	R	±10% ±20%	2.5±0.2 (0.098±0.008)				
	QMK432 BJ224□M		RoHS	0.22													
	QMK432 BJ334□M		RoHS	0.33													
	QMK432 BJ474□M		RoHS	0.47													
630V	SMK432 BJ473□M		RoHS	0.047						2.5				3.5	R	±10% ±20%	2.5±0.2 (0.098±0.008)
	SMK432 BJ683□M		RoHS	0.068													
	SMK432 BJ104□M		RoHS	0.1													

□ Please specify the capacitance tolerance code.

*2 : We may provide X7R for some items according to the individual specification.

[Temp.char. B7:X7R]

Rated Voltage	Ordering code		EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance (μF)	Temperature characteristics	Dissipation factor (%) Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness (mm) (inch)								
100V	HMK432 B7 474□M		RoHS	0.47	X7R	3.5	R	±10% ±20%	2.5±0.2 (0.098±0.008)								
	HMK432 B7 105□M		RoHS	1													
	HMK432 B7 155□M		RoHS	1.5													
	HMK432 B7 225□M		RoHS	2.2													
250V	QMK432 B7 104□M		RoHS	0.1		2.5				3.5	R	±10% ±20%	2.5±0.2 (0.098±0.008)				
	QMK432 B7 224□M		RoHS	0.22													
	QMK432 B7 334□M		RoHS	0.33													
	QMK432 B7 474□M		RoHS	0.47													
630V	SMK432 B7 473□M		RoHS	0.047						2.5				3.5	R	±10% ±20%	2.5±0.2 (0.098±0.008)
	SMK432 B7 683□M		RoHS	0.068													
	SMK432 B7 104□M		RoHS	0.1													

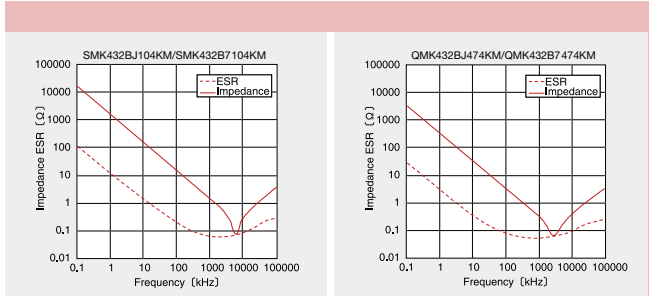
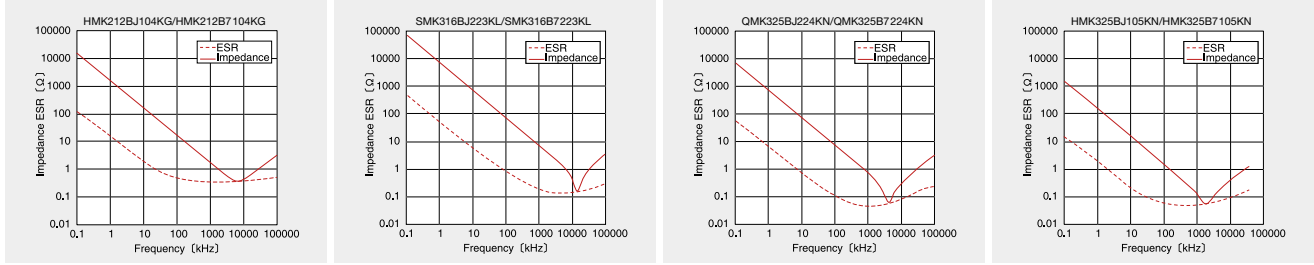
□ Please specify the capacitance tolerance code.

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification.
For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

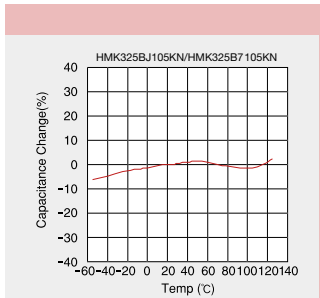
ELECTRICAL CHARACTERISTICS

● Example of Impedance ESR vs. Frequency characteristics

Taiyo Yuden medium-high voltage ceramic capacitor



● Temperature characteristics



* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

Multilayer Ceramic Capacitors and Super Low Distortion Multilayer Ceramic Capacitors are noted separately.

Medium—High Voltage Multilayer Ceramic Capacitor

1. Operating Temperature Range	
Specified Value	X7R, X7S : -55~+125°C X5R : -55~+85°C B : -25~+85°C

2. Storage Temperature Range	
Specified Value	X7R, X7S : -55~+125°C X5R : -55~+85°C B : -25~+85°C

3. Rated Voltage	
Specified Value	100VDC, 250VDC, 630VDC

4. Withstanding Voltage (Between terminals)	
Specified Value	No breakdown or damage

[Test Methods and Remarks]
 Applied voltage:Rated voltage×2.5 (HMK), Rated voltage×2 (QMK), Rated voltage×1.2 (SMK)
 Duration : 1 to 5sec.
 Charge/discharge current : 50mA max.

5. Insulation Resistance	
Specified Value	100MΩμF or 10GΩ, whichever is smaller.

[Test Methods and Remarks]
 Applied voltage:Rated voltage (HMK, QMK), 500V (SMK)
 Duration : 60±5sec.
 Charge/discharge current : 50mA max.

6. Capacitance (Tolerance)	
Specified Value	±10%, ±20%

[Test Methods and Remarks]
 Measuring frequency:1kHz±10%
 Measuring voltage:1±0.2Vrms
 Bias application:None

7. Dissipation Factor	
Specified Value	3.5%max (HMK) 2.5%max (QMK, SMK)

[Test Methods and Remarks]
 Measuring frequency:1kHz±10%
 Measuring voltage:1±0.2Vrms
 Bias application:None

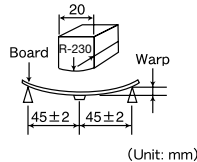
8. Temperature Characteristic of Capacitance	
Specified Value	B: ±10% (-25~+85°C) X5R: ±15% (-55~+85°C) X7R: ±15% (-55~+125°C) X7S: ±22% (-55~+125°C)

[Test Methods and Remarks]
 Capacitance value at each step shall be measured in thermal equilibrium, and the temperature characteristic shall be calculated from the following equation.

Step	B	X5R, X7R, X7S	$\frac{C-C_2}{C_2} \times 100 (\%)$ C : Capacitance value in Step 1 or Step 3 C ₂ : Capacitance value in Step 2
1	Minimum operating temperature		
2	20°C	25°C	
3	Maximum operating temperature		

9. Deflection	
Specified Value	Appearance:No abnormality Capacitance change:Within±10%

[Test Methods and Remarks]
 Warp:1mm
 Duration:10sec.
 Test board:glass epoxy-resin substrate
 Thickness:1.6mm
 Capacitance measurement shall be conducted with the board bent.



10. Adhesive Strength of Terminal Electrodes	
Specified Value	No terminal separation or its indication.

[Test Methods and Remarks]
 Applied force:5N
 Duration:30±5sec.

11. Solderability	
Specified Value	At least 95% of terminal electrode is covered by new solder

[Test Methods and Remarks]

	Solder type	Solder temperature	Duration
Eutectic solder	H60A or H63A	230±5°C	4±1 sec.
Lead-free solder	Sn-3.0Ag-0.5Cu	245±3°C	

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

RELIABILITY DATA

12. Resistance to Soldering	
Specified Value	Appearance: No abnormality Capacitance change: Within $\pm 15\%$ (HMK), $\pm 10\%$ (QMK, SMK) Dissipation factor: Initial value Insulation resistance: Initial value Withstanding voltage (between terminals): No abnormality
[Test Methods and Remarks] Preconditioning: Thermal treatment (at 150°C for 1hr) Note1 Solder temperature: 270 \pm 5°C Duration: 3 \pm 0.5sec. Preheating conditions: 80 to 100°C, 2 to 5 min. 150 to 200°C, 2 to 5 min. Recovery: 24 \pm 2hrs under the standard condition Note3	
13. Temperature Cycle (Thermal Shock)	
Specified Value	Appearance: No abnormality Capacitance change: Within $\pm 15\%$ (HMK), $\pm 7.5\%$ (QMK, SMK) Dissipation factor: Initial value Insulation resistance: Initial value
[Test Methods and Remarks] Preconditioning: Thermal treatment (at 150°C for 1hr) Note1 Conditions for 1 cycle / Step 1: Minimum operating temperature $\pm 3^{\circ}\text{C}$ 30 \pm 3min. Step 2: Room temperature 2 to 3min. Step 3: Maximum operating temperature $\pm 3^{\circ}\text{C}$ 30 \pm 3min. Step 4: Room temperature 2 to 3min. Number of cycles: 5 times Recovery: 24 \pm 2hrs under the standard condition Note3	
14. Humidity (Steady state)	
Specified Value	Appearance: No abnormality Capacitance change: Within $\pm 15\%$ Dissipation factor: 7%max (HMK), 5%max (QMK, SMK). Insulation resistance: 25M Ω μ F or 1000M Ω , whichever is smaller.
[Test Methods and Remarks] Preconditioning: Thermal treatment (at 150°C for 1hr) Note1 Temperature: 40 \pm 2°C Humidity: 90 to 95%RH Duration: 500 ± 24 hrs Recovery: 24 \pm 2hrs under the standard condition Note3	
15. Humidity Loading	
Specified Value	Appearance: No abnormality Capacitance change: Within $\pm 15\%$ Dissipation factor: 7%max (HMK), 5%max (QMK, SMK). Insulation resistance: 10M Ω μ F or 500M Ω , whichever is smaller.
[Test Methods and Remarks] According to JIS 5102 clause 9.9. Preconditioning: Voltage treatment Note2 Temperature: 40 \pm 2°C Humidity: 90 to 95%RH Applied voltage: Rated voltage Charge/discharge current: 50mA max. Duration: 500 ± 24 hrs Recovery: 24 \pm 2hrs under the standard condition Note3	
16. High Temperature Loading	
Specified Value	Appearance: No abnormality Capacitance change: Within $\pm 15\%$ Dissipation factor: 7%max (HMK), 5%max (QMK, SMK). Insulation resistance: 50M Ω μ F or 1000M Ω , whichever is smaller.
[Test Methods and Remarks] According to JIS 5102 clause 9.10. Preconditioning: Voltage treatment Note2 Temperature: 125 \pm 3°C (B7), 85 \pm 2°C (BJ) Applied voltage: Rated voltage \times 2 (HMK) Rated voltage \times 1.5 (QMK) Rated voltage \times 1.2 (SMK) Charge/discharge current: 50mA max. Duration: 1000 ± 24 hrs Recovery: 24 \pm 2hrs under the standard condition Note3	
Note1	Thermal treatment: Initial value shall be measured after test sample is heat-treated at 150+0/-10°C for an hour and kept at room temperature for 24 \pm 2hours.
Note2	Voltage treatment: Initial value shall be measured after test sample is voltage-treated for an hour at both the temperature and voltage specified in the test conditions, and kept at room temperature for 24 \pm 2hours.
Note3	Standard condition: Temperature: 5 to 35°C, Relative humidity: 45 to 85 % RH, Air pressure: 86 to 106kPa When there are questions concerning measurement results, in order to provide correlation data, the test shall be conducted under the following condition. Temperature: 20 \pm 2°C, Relative humidity: 60 to 70 % RH, Air pressure: 86 to 106kPa Unless otherwise specified, all the tests are conducted under the "standard condition".

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

LW REVERSAL DECOUPLING CAPACITORS (LWDC™)



REFLOW

FEATURES

- Low equivalent series resistance (ESR).
- Low equivalent series inductor (ESL).
- The effect of noise removal in the high frequency.
- Decreased ripple voltage.
- Small size with high capacitance.

APPLICATIONS

- Decoupling capacitors
- Filtering capacitors

ORDERING CODE

J | W | K | 2 | 1 | 2 | B | J | 1 | 0 | 6 | M | D | - | T | △

1 Rated voltage (VDC)

A	4
J	6.3
L	10
E	16
T	25

2 Series name

W	LW Reverse Type
---	-----------------

3 End termination

K	Plated
---	--------

4 Dimensions (EIA) L×W (mm)

105 (0204)	0.52×1.0
107 (0306)	0.8×1.6
212 (0508)	1.25×2.0

5 Temperature characteristics code

BJ	B
	X5R
B7	X7R
C6	X6S
C7	X7S

6 Nominal capacitance (μF)

example	
105	1.0
106	10.0

7 Capacitance tolerance

K	±10%
M	±20%

8 Thickness (mm)

P	0.3
V	0.5
A	0.8
D	0.85

9 Special code

-	Standard Product
---	------------------

10 Packaging

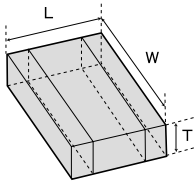
F	φ178mm Taping (2mm pitch) 0204 Type
T	φ178mm Taping (4mm pitch) 0306, 0508 Type

11 Internal code

△	Standard Product
---	------------------

△=Blank space

EXTERNAL DIMENSIONS/STANDARD QUANTITY



Type (EIA)	L	W	T	Standard quantity [pcs]	
				Paper tape	Embossed tape
□WK105 (0204)	0.52±0.05 (0.020±0.002)	1.00±0.05 (0.039±0.002)	0.30±0.05 (0.012±0.002)	P	10000
			0.50±0.05 (0.020±0.002)	V	
□WK107 (0306)	0.80±0.10 (0.031±0.004)	1.60±0.10 (0.063±0.004)	0.50±0.05 (0.020±0.002)	V	4000
□WK212 (0508)	1.25±0.15 (0.049±0.006)	2.00±0.15 (0.079±0.006)	0.85±0.10 (0.033±0.004)	D	4000

Unit : mm (inch)

AVAILABLE CAPACITANCE RANGE

Cap [μF]	Type	105				107				212						
		Temp.Char	X7S	X6S	X5R	X7R	X7S	X6S	X5R	X6S	X5R					
	VDC	6.3	4	6.3	4	25	16	6.3	4	4	25	16	10	6.3	6.3	10
0.10	104	P				V					V					
0.22	224		P		P		V					V				
0.47	474		P	P			V					V				
1.0	105		V	V				V					V	V		
2.2	225								V					V		
4.7	475									V				V	D	D
10.0	106													V	D	D

※ Letters in the table indicate thickness.

Temp.char.Code	Temperature characteristics				Capacitance tolerance [%]
	Applicable standard	Temperature range [°C]	Ref. Temp. [°C]	Capacitance change [%]	
BJ	JIS	B	-25~+85	20	±10
	EIA	X5R	-55~+85	25	±15
B7	EIA	X7R	-55~+125	25	±15
C6	EIA	X6S	-55~+105	25	±22
C7	EIA	X7S	-55~+125	25	±22

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

PART NUMBERS

105TYPE (0204 case size)

[Temp.char. BJ:X5R]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [μ F]	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
6.3V	JWK105 BJ104MP*1	RoHS	0.1	X5R*2	5	R	$\pm 20\%$ (M)	0.3 \pm 0.05 (0.012 \pm 0.002)
	JWK105 BJ474MP*1	RoHS	0.47					0.5 \pm 0.05 (0.020 \pm 0.002)
	JWK105 BJ105MV*1	RoHS	1		10			0.3 \pm 0.05 (0.012 \pm 0.002)
4V	AWK105 BJ224MP*1	RoHS	0.22					0.5 \pm 0.05 (0.020 \pm 0.002)

*1 1.5 times the rated voltage is applied to the chip during the high temperature loading test. *2 We may provide X6S/X7S for some items according to the individual specification.

[Temp.char. C6:X6S C7:X7S]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [μ F]	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
6.3V	JWK105 C7 104MP*1	RoHS	0.1	X7S	5	R	$\pm 20\%$ (M)	0.3 \pm 0.05 (0.012 \pm 0.002)
4V	AWK105 C6 224MP*1	RoHS	0.22	X6S	10			
	AWK105 C6 474MP*1	RoHS	0.47					0.5 \pm 0.05 (0.020 \pm 0.002)
	AWK105 C6 105MV*1	RoHS	1					

*1 1.5 times the rated voltage is applied to the chip during the high temperature loading test.

107TYPE (0306 case size)

[Temp.char. BJ:X5R]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [μ F]	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
25V	TWK107 BJ 104MV	RoHS	0.1	X5R	5	R	$\pm 20\%$ (M)	0.5 \pm 0.05 (0.020 \pm 0.002)
16V	EWK107 BJ 224MV	RoHS	0.22					
	EWK107 BJ 474MV	RoHS	0.47					
10V	LWK107 BJ 105MV*1	RoHS	1	X5R	10			
6.3V	JWK107 BJ 105MV*1	RoHS	1	X5R*2				
	JWK107 BJ 225MV*1	RoHS	2.2	X5R				
	JWK107 BJ 475MV*1	RoHS	4.7	X5R				

*1 1.5 times the rated voltage is applied to the chip during the high temperature loading test. *2 We may provide X7R/X7S for some items according to the individual specification.

[Temp.char. B7:X7R C7:X7S C6:X6S]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [μ F]	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
25V	TWK107 B7 104MV*1	RoHS	0.1	X7R	5	R	$\pm 20\%$ (M)	0.5 \pm 0.05 (0.020 \pm 0.002)
16V	EWK107 B7 224MV*1	RoHS	0.22					
	EWK107 B7 474MV*1	RoHS	0.47					
6.3V	JWK107 C7 105MV*1	RoHS	1	X7S	10			
4V	AWK107 C7 225MV*1	RoHS	2.2	X6S				
	AWK107 C6 475MV*1	RoHS	4.7	X6S				

*1 1.5 times the rated voltage is applied to the chip during the high temperature loading test.

212TYPE (0508 case size)

[Temp.char. BJ:X5R]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [μ F]	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
10V	LWK212 BJ475□D*1	RoHS	4.7	X5R	10	R	$\pm 10\%$ (K)	0.85 \pm 0.1 (0.033 \pm 0.004)
	LWK212 BJ106MD*1	RoHS	10				$\pm 20\%$ (M)	
							$\pm 20\%$ (M)	

□ Please specify the capacitance tolerance code. *1 1.5 times the rated voltage is applied to the chip during the high temperature loading test.

[Temp.char. C6:X6S]

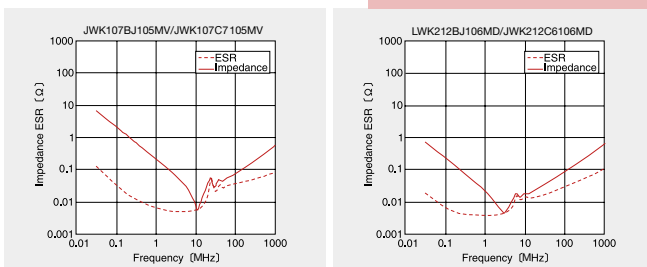
Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [μ F]	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] (inch)
6.3V	JWK212 C6 475□D*1	RoHS	4.7	X6S	10	R	$\pm 10\%$ (K)	0.85 \pm 0.1 (0.033 \pm 0.004)
	JWK212 C6 106MD*1	RoHS	10				$\pm 20\%$ (M)	
							$\pm 20\%$ (M)	

□ Please specify the capacitance tolerance code. *1 1.5 times the rated voltage is applied to the chip during the high temperature loading test.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Example of Impedance ESR vs. Frequency characteristics

Taiyo Yuden multilayer ceramic capacitor



* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

ARRAY TYPE MULTILAYER CERAMIC CAPACITORS



REFLOW

FEATURES

- High density and high efficiency mounting.
- Internal electrodes are composed of nickel for improved cost performance and reliability.

APPLICATIONS

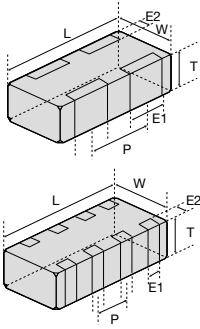
- General electronic equipment
- Communication equipment (cellular phone, wireless applications, etc.)

ORDERING CODE

E 4 K 2 1 2 B J 1 0 4 M D - T △

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
1 Rated voltage (VDC)	2 Series name	3 End termination	4 Dimensions (EIA) L×W (mm)	5 Temperature characteristics code	6 Nominal capacitance (pF)	7 Capacitance tolerance	8 Thickness (mm)	9 Special code	10 Packaging	11 Internal code
J 6.3 L 10 E 16 T 25 U 50	2 4	K Plated	096 (0302) 0.9×0.6 110 (0504) 1.4×1.0 212 (0805) 2.0×1.25	B BJ X5R B7 X7R CH CH	example 104 100,000 105 1,000,000	F ±1pF K ±10% M ±20%	P 0.3 K 0.45 V 0.5 B 0.6 A 0.8 D 0.85	- Standard Product	T φ178mm Taping (4mm pitch) 0504, 0805 Type F φ178mm Taping (2mm pitch) 0302 Type	△ Standard Product △=Blank space

EXTERNAL DIMENSIONS/STANDARD QUANTITY



Type (EIA)	L	W	E1	E2	P	T	Standard quantity [pcs]		
							Paper tape	Embossed tape	
□2K096 (0302)	0.9±0.05 (0.035±0.002)	0.6±0.05 (0.024±0.002)	0.23±0.10 (0.009±0.004)	0.125±0.075 (0.005±0.003)	0.45±0.05 (0.018±0.002)	P	0.30±0.03 (0.012±0.001)	10000	-
						K	0.45±0.05 (0.018±0.002)		
						V	0.5±0.05 (0.020±0.002)		
□2K110 (0504)	1.37±0.07 (0.054±0.003)	1.00±0.08 (0.039±0.003)	0.36±0.10 (0.014±0.004)	0.2±0.10 (0.008±0.004)	0.64±0.10 (0.025±0.004)	B	0.60±0.06 (0.024±0.003)	4000	-
						A	0.80±0.08 (0.031±0.003)		
						D	0.85±0.10 (0.033±0.004)		
□2K212 (0805)	2.00±0.10 (0.079±0.004)	1.25±0.10 (0.049±0.004)	0.50±0.20 (0.020±0.008)	0.25±0.15 (0.010±0.006)	1.00±0.10 (0.039±0.004)	D	0.85±0.10 (0.033±0.004)	4000	-
□4K212 (0805)	2.00±0.10 (0.079±0.004)	1.25±0.10 (0.049±0.004)	0.25±0.10 (0.010±0.004)	0.25±0.15 (0.010±0.006)	0.50±0.10 (0.020±0.004)	D	0.85±0.10 (0.033±0.004)	4000	-

Unit : mm (inch)

AVAILABLE CAPACITANCE RANGE

BJ/B7

Cap [μF]	Temp. Char VDC [pF:3digits]	096 2 circuits □2K096				110 2 circuits □2K110					212 2 circuits □2K212		212 4 circuits □4K212							
		B/X5R	X5R	X7R	B/X5R		X5R		B/X5R	X5R	X7R	B/X5R		X5R						
		10V	6.3V	50V	25V	16V	50V	25V	16V	10V	16V	10V	6.3V	25V	10V	16V	25V	16V	10V	10V
0.001	102			B			B													
0.0022	222			B			B													
0.0047	472			B			B													
0.01	103	P			B		B													
0.022	223				B		B													
0.047	473		K			B		B												
0.1	104		K			B		B	B							D	D	D		
0.22	224		K							B									D	
0.47	474									A									D	
1.0	105										A	A,V	V	D						D
2.2	225												A	D						

* Letters in the table indicate thickness.

CH

Cap [pF]	Temp. Char VDC [pF:3digits]	096 2 circuits □2K096		110 2 circuits □2K110	
		CH	CH	CH	CH
		25V	25V	50V	50V
10	100	P			B
12	120	P			B
15	150	P			B
18	180	P			B
22	220	P			B
27	270	P			B
33	330	P			B
39	390	P			B
47	470	P			B
56	560	P			B
68	680	P			B
82	820	P			B
100	101	P			B

* Letters in the table indicate thickness.

Temp. char. Code	Temperature characteristics					Capacitance tolerance (%)
	Applicable standard	Temperature range [°C]		Ref. Temp. [°C]	Capacitance change	
BJ	JIS	B -25~+85		20	±10 [%]	±10 (K) ±20 (M)
	EIA	X5R -55~+85		25	±15 [%]	
B7	EIA	X7R -55~+125		25	±15 [%]	±10 (K)
	JIS	CH -55~+125		20	±60 [ppm/°C]	
CH	EIA	C0H -55~+125		25	±60 [ppm/°C]	±10 (K)

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

PART NUMBERS

● 096TYPE (0302 case size) 2 circuits type

[Temp.char. BJ:B/X5R]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [μF]	Temperature characteristics	Dissipation factor [%]Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] [inch]
10V	L2K096 BJ103□P	RoHS	0.01	B/X5R	5	R	±10% [K] ±20% [M]	0.3±0.03 (0.012±0.001)
6.3V	J2K096 BJ473□K ^{*1}	RoHS	0.047	X5R				10
	J2K096 BJ104□K ^{*1}	RoHS	0.1					
	J2K096 BJ224MK ^{*1}	RoHS	0.22					

□ Please specify the capacitance tolerance code.

*1 1.5 times the rated voltage is applied to the chip during the high temperature loading test.

[Temp.char. CH:CH/C0H]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [pF]	Temperature characteristics	Q	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] [inch]
25V	T2K096 CH100FP	RoHS	10	CH/C0H	400+20·C	R	±10% [K]	0.3±0.03 (0.012±0.001)
	T2K096 CH120KP	RoHS	12					
	T2K096 CH150KP	RoHS	15					
	T2K096 CH180KP	RoHS	18					
	T2K096 CH220KP	RoHS	22					
	T2K096 CH270KP	RoHS	27					
	T2K096 CH330KP	RoHS	33	1000				
	T2K096 CH390KP	RoHS	39					
	T2K096 CH470KP	RoHS	47					
	T2K096 CH560KP	RoHS	56					
	T2K096 CH680KP	RoHS	68					
	T2K096 CH820KP	RoHS	82					
	T2K096 CH101KP	RoHS	100					

Note: Please contact Taiyo Yuden sales channels about temperature characteristics other than listed above.

● 110TYPE (0504 case size) 2 circuits type

[Temp.char. BJ:B/X5R]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [μF]	Temperature characteristics	Dissipation factor [%]Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] [inch]
50V	U2K110 BJ102□B	RoHS	0.001	B/X5R ^{*2}	3.5	R	±10% [K] ±20% [M]	0.6±0.06 (0.024±0.002)
	U2K110 BJ222□B	RoHS	0.0022					
	U2K110 BJ472□B	RoHS	0.0047					
25V	T2K110 BJ103□B	RoHS	0.01	B/X5R	5	R	±10% [K] ±20% [M]	0.6±0.06 (0.024±0.002)
	T2K110 BJ223□B	RoHS	0.022					
	T2K110 BJ104□B	RoHS	0.1					
16V	E2K110 BJ473□B	RoHS	0.047	B/X5R ^{*2}	3.5	R	±10% [K] ±20% [M]	0.6±0.06 (0.024±0.002)
	E2K110 BJ104□B	RoHS	0.1					
	E2K110 BJ105□A ^{*1}	RoHS	1.0					
10V	L2K110 BJ224□B	RoHS	0.22	B/X5R	5	R	±10% [K] ±20% [M]	0.6±0.06 (0.024±0.002)
	L2K110 BJ474□A	RoHS	0.47					
	L2K110 BJ105□A ^{*1}	RoHS	1.0					
	L2K110 BJ105MV ^{*1}	RoHS	1.0					
6.3V	J2K110 BJ105□V ^{*1}	RoHS	1.0	X5R	10	R	±10% [K] ±20% [M]	0.5±0.05 (0.02±0.002)
	J2K110 BJ225□A ^{*1}	RoHS	2.2					

□ Please specify the capacitance tolerance code.

*1 1.5 times the rated voltage is applied to the chip during the high temperature loading test.

*2 We may provide X7R for some items according to the individual specification.

[Temp.char. B7:X7R]

Rated Voltage	Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [μF]	Temperature characteristics	Dissipation factor [%]Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] [inch]
50V	U2K110 B7 102□B	RoHS	0.001	X7R	3.5	R	±10% [K] ±20% [M]	0.6±0.06 (0.024±0.002)
	U2K110 B7 222□B	RoHS	0.0022					
	U2K110 B7 472□B	RoHS	0.0047					
25V	T2K110 B7 103□B	RoHS	0.01	X7R	3.5	R	±10% [K] ±20% [M]	0.6±0.06 (0.024±0.002)
	T2K110 B7 223□B	RoHS	0.022					
	T2K110 B7 473□B	RoHS	0.047					
16V	E2K110 B7 104□B	RoHS	0.1	X7R	5	R	±10% [K] ±20% [M]	0.6±0.06 (0.024±0.002)
	E2K110 B7 104□B	RoHS	0.1					

□ Please specify the capacitance tolerance code.

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification.
For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

PART NUMBERS

[Temp.char. CH:CH/C0H]

Rated Voltage	Ordering code		EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [pF]	Temperature characteristics	Q	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] [inch]
50V	U2K110 CH100FB		RoHS	10	CH/C0H	400+20·C	R	±1pF [F]	0.6±0.06 (0.024±0.002)
	U2K110 CH120KB		RoHS	12					
	U2K110 CH150KB		RoHS	15					
	U2K110 CH180KB		RoHS	18					
	U2K110 CH220KB		RoHS	22					
	U2K110 CH270KB		RoHS	27					
	U2K110 CH330KB		RoHS	33		1000		±10% [K]	
	U2K110 CH390KB		RoHS	39					
	U2K110 CH470KB		RoHS	47					
	U2K110 CH560KB		RoHS	56					
	U2K110 CH680KB		RoHS	68					
	U2K110 CH820KB		RoHS	82					
U2K110 CH101KB		RoHS	100						

Note: Please contact Taiyo Yuden sales channels about temperature characteristics other than listed above.

●212TYPE (0805 case size) 2 circuits type

[Temp.char. BJ:B/X5R]

Rated Voltage	Ordering code		EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [μF]	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] [inch]
25V	T2K212 BJ105□D		RoHS	1.0	B/X5R	5	R	±10% [K] ±20% [M]	0.85±0.1 (0.033±0.004)
10V	L2K212 BJ225MD*1		RoHS	2.2	X5R	10		±20% [M]	

Please specify the capacitance tolerance code.

*1 1.5 times the rated voltage is applied to the chip during the high temperature loading test.

●212TYPE (0805 case size) 4 circuits type

[Temp.char. BJ:B/X5R]

Rated Voltage	Ordering code		EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [μF]	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] [inch]
25V	T4K212 BJ104□D		RoHS	0.1	B/X5R	5	R	±10% [K] ±20% [M]	0.85±0.1 (0.033±0.004)
16V	E4K212 BJ104□D		RoHS	0.1	B/X5R*2				
10V	L4K212 BJ224□D		RoHS	0.22	B/X5R				
	L4K212 BJ474□D		RoHS	0.47	X5R				
	L4K212 BJ105□D*1		RoHS	1	X5R	10			

Please specify the capacitance tolerance code.

*1 1.5 times the rated voltage is applied to the chip during the high temperature loading test.

*2 We may provide X7R for some items according to the individual specification.

[Temp.char. B7:X7R]

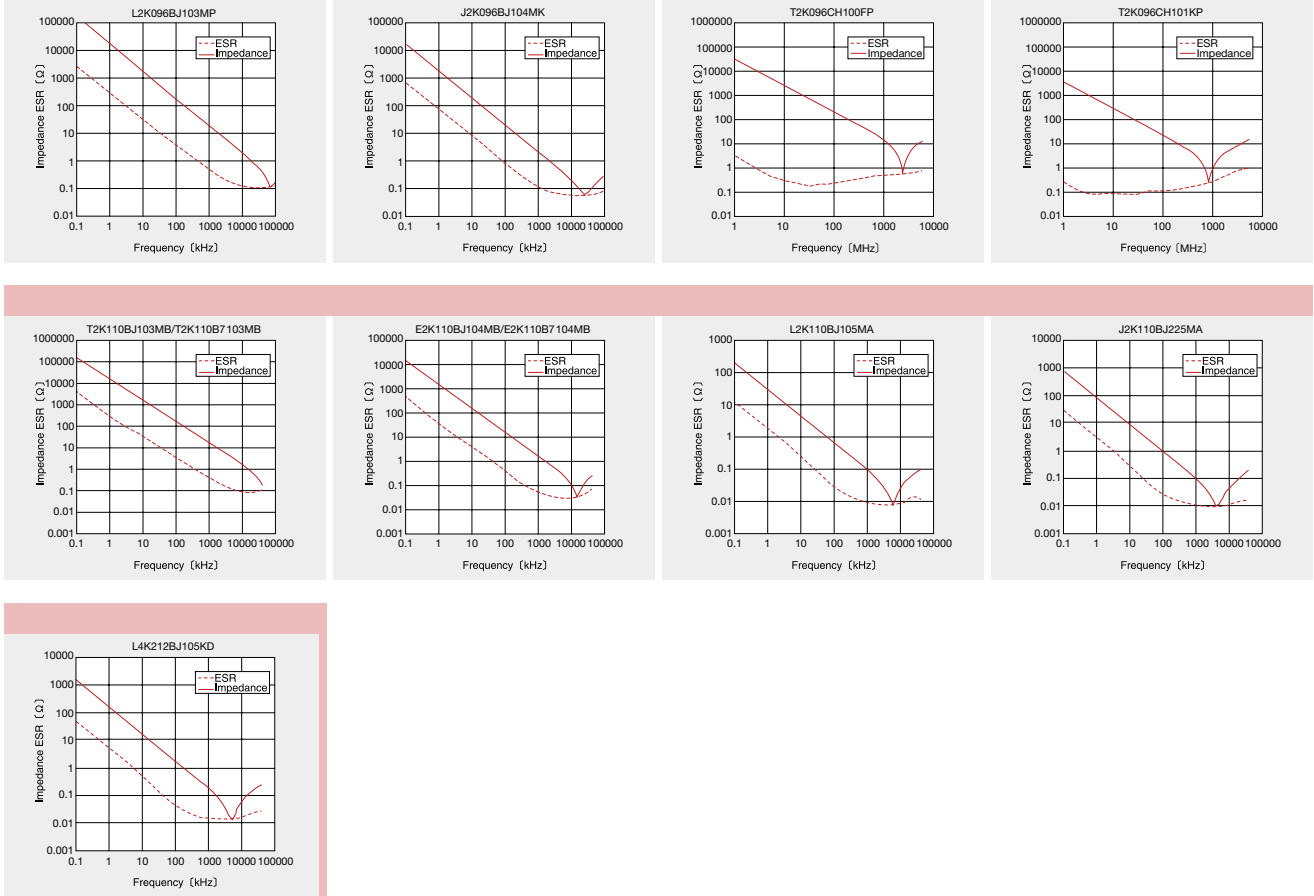
Rated Voltage	Ordering code		EHS (Environmental Hazardous Substances)	Capacitance [μF]	Temperature characteristics	Dissipation factor [%] Max.	Soldering method R:Reflow soldering W:Wave soldering	Capacitance tolerance	Thickness [mm] [inch]
16V	E4K212 B7 104□D		RoHS	0.1	X7R	5	R	±10% [K] ±20% [M]	0.85±0.1 (0.033±0.004)

Please specify the capacitance tolerance code.

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification.
For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

● Example of Impedance ESR vs. Frequency characteristics

■ Taiyo Yuden multilayer ceramic capacitor



* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

PACKAGING

① Minimum Quantity

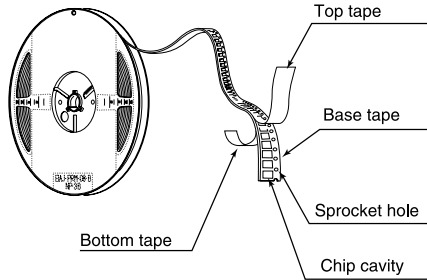
● Taped packaging

Type (EIA)	Thickness		Standard quantity [pcs]		
	mm (inch)	code	Paper tape	Embossed tape	
<input type="checkbox"/> MK042(01005)	0.2 (0.008)	C	20000	—	
<input type="checkbox"/> MK063(0201)	0.3 (0.012)	P, T	15000		
<input type="checkbox"/> 2K096(0302)	0.3 (0.012)	P	10000		
<input type="checkbox"/> WK105(0204)	0.45 (0.018)	K			
<input type="checkbox"/> MK105(0402)	0.5 (0.020)	V, W			
<input type="checkbox"/> VK105(0402)	0.5 (0.020)	W			
<input type="checkbox"/> MK107(0603)	0.45 (0.018)	K	4000		4000
<input type="checkbox"/> WK107(0306)	0.5 (0.020)	V	—		
<input type="checkbox"/> 2K110(0504)	0.8 (0.031)	A	4000		
<input type="checkbox"/> MK212(0805)	0.5 (0.020)	V			
<input type="checkbox"/> WK212(0508)	0.6 (0.024)	B			
<input type="checkbox"/> MK212(0805)	0.8 (0.031)	A			
<input type="checkbox"/> 4K212(0805)	0.45 (0.018)	K	—	3000	
<input type="checkbox"/> 2K212(0805)	0.85 (0.033)	D			
<input type="checkbox"/> MK316(1206)	0.85 (0.033)	D	—	3000	
<input type="checkbox"/> MK316(1206)	1.15 (0.045)	F			
<input type="checkbox"/> MK316(1206)	1.25 (0.049)	G			
<input type="checkbox"/> MK316(1206)	1.6 (0.063)	L	—	2000	
<input type="checkbox"/> MK325(1210)	0.85 (0.033)	D			
<input type="checkbox"/> MK325(1210)	1.15 (0.045)	F			
<input type="checkbox"/> MK325(1210)	1.9 (0.075)	N	—	500(T), 1000(P)	
<input type="checkbox"/> MK325(1210)	2.0max (0.079)	Y			
<input type="checkbox"/> MK432(1812)	2.5 (0.098)	M	—	500	

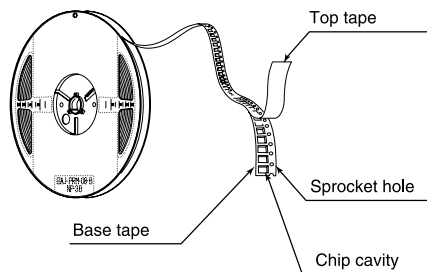
② Taping material

※ No bottom tape for pressed carrier tape

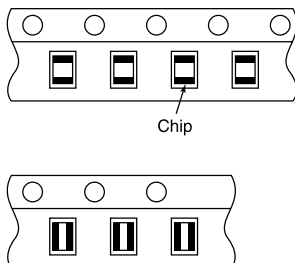
● Paper tape



● Embossed tape



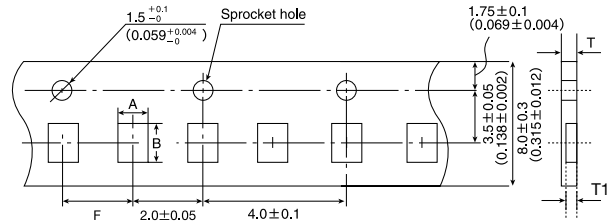
● Chip filled



③ Taping dimensions

● Paper Tape (0.315 inches wide)

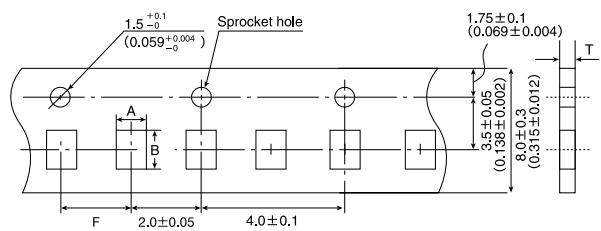
● Pressed carrier tape (2mm pitch)



Type (EIA)	Chip Cavity		Insertion Pitch	Tape Thickness	
	A	B		T	T1
<input type="checkbox"/> MK042(01005)	0.25 (0.010)	0.45 (0.018)	2.0 ± 0.05 (0.079 ± 0.002)	0.36max. (0.014)	0.27max. (0.011)
<input type="checkbox"/> MK063(0201)	0.37 (0.016)	0.67 (0.027)		0.45max. (0.018)	0.42max. (0.017)
<input type="checkbox"/> WK105(0204)	0.65 (0.026)	1.15 (0.045)		0.45max. (0.018max.)	0.42max. (0.017max.)

Unit: mm (inch)

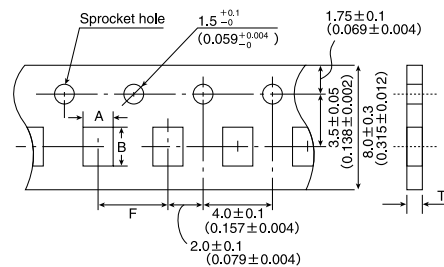
● Punched carrier tape (2mm pitch)



Type (EIA)	Chip Cavity		Insertion Pitch	Tape Thickness
	A	B		T
<input type="checkbox"/> 2K096(0302)	0.72 (0.028)	1.02 (0.040)	2.0 ± 0.05 (0.079 ± 0.002)	0.45max. (0.018max.) 0.6max. (0.024max.)
<input type="checkbox"/> MK105(0402)	0.65 (0.026)	1.15 (0.045)		0.8max. (0.031max.)
<input type="checkbox"/> VK105(0402)	0.65 (0.026)	1.15 (0.045)	—	—

Unit: mm (inch)

● Punched carrier tape (4mm pitch)

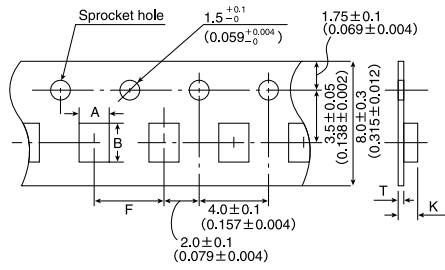


Type (EIA)	Chip Cavity		Insertion Pitch	Tape Thickness
	A	B		T
<input type="checkbox"/> MK107(0603)	1.0 (0.039)	1.8 (0.071)	4.0 ± 0.1 (0.157 ± 0.004)	1.1max. (0.043max.)
<input type="checkbox"/> WK107(0306)	1.0 (0.039)	1.8 (0.071)		1.0max. (0.039max.)
<input type="checkbox"/> 2K110(0504)	1.15 (0.045)	1.55 (0.061)	4.0 ± 0.1 (0.157 ± 0.004)	1.1max. (0.043max.)
<input type="checkbox"/> MK212(0805)	1.65 (0.065)	2.4 (0.094)		1.1max. (0.043max.)
<input type="checkbox"/> WK212(0508)	1.65 (0.065)	2.4 (0.094)		
<input type="checkbox"/> 2K212(0805)	1.65 (0.065)	2.4 (0.094)		
<input type="checkbox"/> MK316(1206)	2.0 (0.079)	3.6 (0.142)	—	—

Unit: mm (inch)

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

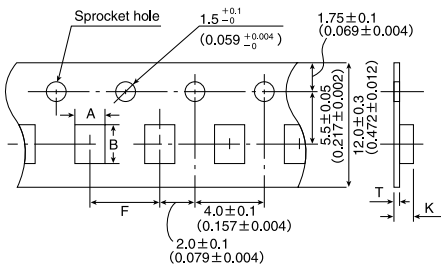
● Embossed tape (0.315 inches wide)



Type(EIA)	Chip Cavity		Insertion Pitch F	Tape Thickness	
	A	B		K	T
□WK107 (0306)	1.0 (0.039)	1.8 (0.071)	4.0 ± 0.1 (0.157 ± 0.004)	1.3max. (0.051max.)	0.25 ± 0.1 (0.01 ± 0.004)
□MK212 (0805)	1.65 (0.065)	2.4 (0.094)		3.4max. (0.134max.)	0.6max. (0.024max.)
□MK316 (1206)	2.0 (0.079)	3.6 (0.142)			
□MK325 (1210)	2.8 (0.110)	3.6 (0.142)			

Unit : mm (inch)

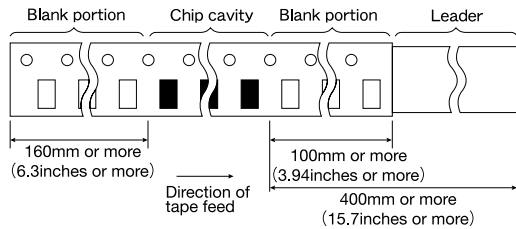
● Embossed tape (0.472 inches wide)



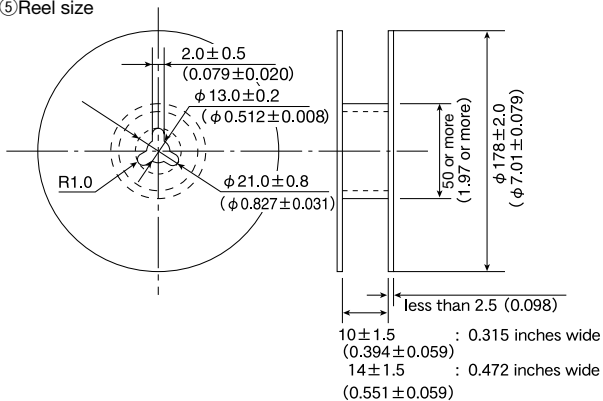
Type(EIA)	Chip Cavity		Insertion Pitch F	Tape Thickness	
	A	B		K	T
□MK432 (1812)	3.7 (0.146)	4.9 (0.193)	8.0 ± 0.1 (0.315 ± 0.004)	4.0max. (0.157max.)	0.6max. (0.024max.)

Unit : mm (inch)

④ Leader and Blank portion



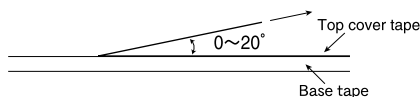
⑤ Reel size



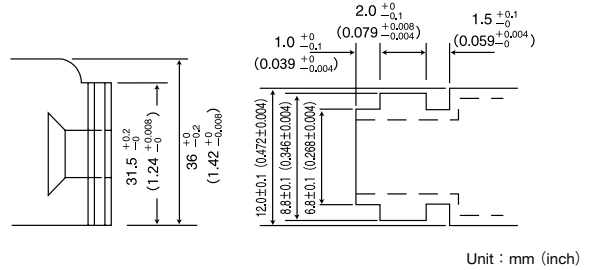
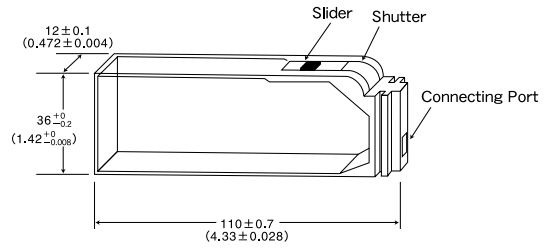
⑥ Top Tape Strength

Unit : mm (inch)

The top tape requires a peel-off force of 0.1 to 0.7N in the direction of the arrow as illustrated below.



⑦ Bulk Cassette



Unit : mm (inch)

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

Super Low Distortion Multilayer Ceramic Capacitors and Medium-High Voltage Multilayer Ceramic Capacitors are noted separately.

Multilayer Ceramic Capacitors

1. Operating Temperature Range				
Specified Value	Temperature Compensating (Class 1)	Standard	-55 to +125°C	
		High Frequency Type		
Specified Value	High Permittivity (Class 2)		Specification	Temperature Range
		BJ	B	-25 to +85°C
			X5R	-55 to +85°C
		B7	X7R	-55 to +125°C
		C6	X6S	-55 to +105°C
		C7	X7S	-55 to +125°C
		F	F	-25 to +85°C
			Y5V	-30 to +85°C

2. Storage Temperature Range				
Specified Value	Temperature Compensating (Class 1)	Standard	-55 to +125°C	
		High Frequency Type		
Specified Value	High Permittivity (Class 2)		Specification	Temperature Range
		BJ	B	-25 to +85°C
			X5R	-55 to +85°C
		B7	X7R	-55 to +125°C
		C6	X6S	-55 to +105°C
		C7	X7S	-55 to +125°C
		F	F	-25 to +85°C
			Y5V	-30 to +85°C

3. Rated Voltage			
Specified Value	Temperature Compensating (Class 1)	Standard	50VDC, 25VDC, 16VDC
		High Frequency Type	50VDC, 16VDC
	High Permittivity (Class 2)		50VDC, 35VDC, 25VDC, 16VDC, 10VDC, 6.3VDC, 4VDC

4. Withstanding Voltage (Between terminals)			
Specified Value	Temperature Compensating (Class 1)	Standard	No breakdown or damage
		High Frequency Type	
	High Permittivity (Class 2)		

[Test Methods and Remarks]

	Class 1	Class 2
Applied voltage	Rated voltage×3	Rated voltage×2.5
Duration	1 to 5 sec.	
Charge/discharge current	50mA max.	

5. Insulation Resistance			
Specified Value	Temperature Compensating (Class 1)	Standard	10000 MΩ min.
		High Frequency Type	
	High Permittivity (Class 2) Note 1		C≤0.047μF : 10000 MΩ min. C>0.047μF : 500MΩ·μF

[Test Methods and Remarks]

Applied voltage: Rated voltage
Duration: 60±5 sec.
Charge/discharge current: 50mA max.

6. Capacitance (Tolerance)															
Specified Value	Temperature Compensating (Class 1)	Standard	<table border="1"> <tr> <td>C△</td> <td>0.5pF≤C≤5pF : ±0.25pF</td> <td>RH</td> <td>0.5pF≤C≤2pF : ±0.1pF</td> </tr> <tr> <td>U△</td> <td>0.5pF<C≤10pF : ±0.5pF</td> <td>S△</td> <td></td> </tr> <tr> <td></td> <td>C>10pF : ±5%</td> <td>T△</td> <td>C>2pF : ±5%</td> </tr> </table>	C△	0.5pF≤C≤5pF : ±0.25pF	RH	0.5pF≤C≤2pF : ±0.1pF	U△	0.5pF<C≤10pF : ±0.5pF	S△			C>10pF : ±5%	T△	C>2pF : ±5%
		C△	0.5pF≤C≤5pF : ±0.25pF	RH	0.5pF≤C≤2pF : ±0.1pF										
	U△	0.5pF<C≤10pF : ±0.5pF	S△												
	C>10pF : ±5%	T△	C>2pF : ±5%												
High Frequency Type	<table border="1"> <tr> <td>CH</td> <td>0.5pF≤C≤2pF : ±0.1pF</td> </tr> <tr> <td>RH</td> <td>C>2pF : ±5%</td> </tr> </table>	CH	0.5pF≤C≤2pF : ±0.1pF	RH	C>2pF : ±5%										
CH	0.5pF≤C≤2pF : ±0.1pF														
RH	C>2pF : ±5%														
High Permittivity (Class 2)		BJ, B7, C6,C7 : ±10% or ±20%, F : -20%/+80%													

[Test Methods and Remarks]

	Class 1		Class 2	
	Standard	High Frequency Type	C≤10μF	C>10μF
Preconditioning	None		Thermal treatment (at 150°C for 1hr) Note 2	
Measuring frequency	1MHz±10%		1kHz±10%	120±10Hz
Measuring voltage Note 1	0.5 to 5Vrms		1±0.2Vrms	0.5±0.1Vrms
Bias application	None			

7. Q or Dissipation Factor			
Specified Value	Temperature Compensating (Class 1)	Standard	C<30 pF : Q≥400+20C, C≥30 pF : Q≥1000 (C : Nominal capacitance)
		High Frequency Type	Refer to detailed specification
	High Permittivity (Class 2) Note 1		BJ, B7, C6,C7 : 2.5% max., F : 7% max.

[Test Methods and Remarks]

	Class 1		Class 2	
	Standard	High Frequency Type	C≤10μF	C>10μF
Preconditioning	None		Thermal treatment (at 150°C for 1hr) Note 2	
Measuring frequency	1MHz±10%	1GHz	1kHz±10%	120±10Hz
Measuring voltage Note 1	0.5 to 5Vrms		1±0.2Vrms	0.5±0.1Vrms
Bias application	None			

High Frequency Type
Measuring equipment: HP4291A
Measuring jig: HP16192A

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

RELIABILITY DATA

8. Temperature Characteristic of Capacitance (Without voltage application)

Specified Value	Temperature Compensating (Class 1)	Standard	Temperature Characteristic [ppm/°C]	Tolerance																													
		High Frequency Type	C□ : 0 CH, CJ, CK R□ : -220 RH S□ : -330 SH, SJ, SK T□ : -470 TJ, TK U□ : -750 UJ, UK SL : +350 to -1000	H±60 J±120 K±250																													
High Permittivity (Class 2)			<table border="1"> <thead> <tr> <th>Specification</th> <th>Capacitance change</th> <th>Reference temperature</th> <th>Temperature Range</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td rowspan="2">BJ</td> <td>B</td> <td>±10%</td> <td>20°C</td> </tr> <tr> <td>X5R</td> <td>±15%</td> <td>25°C</td> </tr> <tr> <td rowspan="2">B7</td> <td>X7R</td> <td>±15%</td> <td>25°C</td> </tr> <tr> <td>X6S</td> <td>±22%</td> <td>25°C</td> </tr> <tr> <td rowspan="2">C7</td> <td>X7S</td> <td>±22%</td> <td>25°C</td> </tr> <tr> <td>F</td> <td>+30/-80%</td> <td>20°C</td> </tr> <tr> <td></td> <td>Y5V</td> <td>+22/-82%</td> <td>25°C</td> </tr> </tbody> </table>	Specification	Capacitance change	Reference temperature	Temperature Range	BJ	B	±10%	20°C	X5R	±15%	25°C	B7	X7R	±15%	25°C	X6S	±22%	25°C	C7	X7S	±22%	25°C	F	+30/-80%	20°C		Y5V	+22/-82%	25°C	
Specification	Capacitance change	Reference temperature	Temperature Range																														
BJ	B	±10%	20°C																														
	X5R	±15%	25°C																														
B7	X7R	±15%	25°C																														
	X6S	±22%	25°C																														
C7	X7S	±22%	25°C																														
	F	+30/-80%	20°C																														
	Y5V	+22/-82%	25°C																														

[Test Methods and Remarks]

Class 1

Capacitance at 20°C and 85°C shall be measured in thermal equilibrium, and the temperature characteristic shall be calculated from the following equation.

$$\frac{(C_{85}-C_{20})}{C_{20}} \times 10^6 \text{ (ppm/°C)} \quad \Delta T=65$$

Class 2

Capacitance at each step shall be measured in thermal equilibrium, and the temperature characteristic shall be calculated from the following equation.

Step	B, F	5R, X7R, X6S, X7S, Y5V	$\frac{(C-C_2)}{C_2} \times 100(\%)$
1	Minimum operating temperature		
2	20°C	25°C	
3	Maximum operating temperature		

C : Capacitance in Step 1 or Step 3
C₂ : Capacitance in Step 2

9. Deflection

Specified Value	Temperature Compensating (Class 1)	Standard	Appearance : No abnormality Capacitance change : Within ±5% or ±0.5 pF, whichever is larger.
		High Frequency Type	Appearance : No abnormality Capacitance change : Within ±0.5 pF
	High Permittivity (Class 2)		Appearance : No abnormality Capacitance change : Within ±12.5% (BJ, B7, C6, C7), Within ±30% (F)

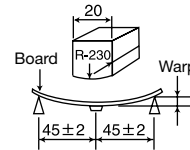
[Test Methods and Remarks]

Multilayer Ceramic Capacitors

	Board	Thickness	Warp	Duration
042, 063 Type	glass epoxy-resin substrate	0.8mm	1mm	10 sec.
105 Type or more		1.6mm		

Array Type

	Board	Thickness	Warp	Duration
096, 110, 212 Type	glass epoxy-resin substrate	1.6mm	1mm	10 sec.



Capacitance measurement shall be conducted with the board bent (Unit: mm)

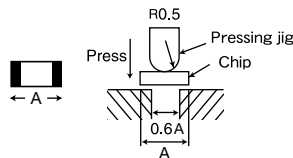
10. Body Strength

Specified Value	Temperature Compensating (Class 1)	Standard	—
		High Frequency Type	No mechanical damage.
	High Permittivity (Class 2)		—

[Test Methods and Remarks]

High Frequency Type

Applied force: 5N
Duration: 10 sec.



11. Adhesive Strength of Terminal Electrodes

Specified Value	Temperature Compensating (Class 1)	Standard	No terminal separation or its indication.
		High Frequency Type	
	High Permittivity (Class 2)		

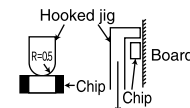
[Test Methods and Remarks]

Multilayer Ceramic Capacitors

	Applied force	Duration
042, 063 Type	2N	30±5 sec.
105 Type or more	5N	

Array Type

	Applied force	Duration
096 Type	2N	30±5 sec.
110, 212 Type	5N	



12. Solderability

Specified Value	Temperature Compensating (Class 1)	Standard	At least 95% of terminal electrode is covered by new solder.
		High Frequency Type	
	High Permittivity (Class 2)		

[Test Methods and Remarks]

	Solder type	Solder temperature	Duration
Eutectic solder	H60A or H63A	230±5°C	4±1 sec.
Lead-free solder	Sn-3.0Ag-0.5Cu	245±3°C	

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

RELIABILITY DATA

13. Resistance to Soldering

Specified Value	Temperature Compensating (Class 1)	Standard	Appearance: No abnormality Capacitance change: Within $\pm 2.5\%$ or $\pm 0.25\text{pF}$, whichever is larger. Q: Initial value Insulation resistance: Initial value Withstanding voltage (between terminals): No abnormality
		High Frequency Type	Appearance: No abnormality Capacitance change: Within $\pm 2.5\%$ Q: Initial value Insulation resistance: Initial value Withstanding voltage (between terminals): No abnormality
	High Permittivity (Class 2) Note 1	Appearance: No abnormality Capacitance change: Within $\pm 7.5\%$ (BJ, B7, C6, C7) Within $\pm 20\%$ (F) Dissipation factor: Initial value Insulation resistance: Initial value Withstanding voltage (between terminals): No abnormality	

[Test Methods and Remarks]

Class 1			Class 2			
	042, 063 Type	105 Type Array (096, 110 Type)		042, 063 Type	105, 107, 212 Type Array (096, 110, 212 Type)	316, 325 Type
Preconditioning	None		Preconditioning	Thermal treatment (at 150°C for 1 hr) Note 2		
Preheating	150°C, 1 to 2 min.	80 to 100°C, 2 to 5 min. 150 to 200°C, 2 to 5 min.	Preheating	150°C, 1 to 2 min.	80 to 100°C, 2 to 5 min. 150 to 200°C, 2 to 5 min.	80 to 100°C, 5 to 10 min. 150 to 200°C, 5 to 10 min.
Solder temperature	270 \pm 5°C		Solder temperature	270 \pm 5°C		
Duration	3 \pm 0.5 sec.		Duration	3 \pm 0.5 sec.		
Recovery	6 to 24 hrs (Standard condition) Note 5		Recovery	24 \pm 2 hrs (Standard condition) Note 5		

14. Temperature Cycle (Thermal Shock)

Specified Value	Temperature Compensating (Class 1)	Standard	Appearance: No abnormality Capacitance change: Within $\pm 2.5\%$ or $\pm 0.25\text{pF}$, whichever is larger. Q: Initial value Insulation resistance: Initial value Withstanding voltage (between terminals): No abnormality
		High Frequency Type	Appearance: No abnormality Capacitance change: Within $\pm 0.25\text{pF}$ Q: Initial value Insulation resistance: Initial value Withstanding voltage (between terminals): No abnormality
	High Permittivity (Class 2) Note 1	Appearance: No abnormality Capacitance change: Within $\pm 7.5\%$ (BJ, B7, C6, C7) Within $\pm 20\%$ (F) Dissipation factor: Initial value Insulation resistance: Initial value Withstanding voltage (between terminals): No abnormality	

[Test Methods and Remarks]

	Class 1		Class 2	
	None		Thermal treatment (at 150°C for 1 hr) Note 2	
1 cycle	Step	Temperature (°C)	Time (min.)	
	1	Minimum operating temperature +0/-3	30 \pm 3	
	2	Room temperature	2 to 3	
	3	Maximum operating temperature +0/-3	30 \pm 3	
	4	Room temperature	2 to 3	
Number of cycles	5 times			
Recovery	6 to 24 hrs (Standard condition) Note 5		24 \pm 2 hrs (Standard condition) Note 5	

15. Humidity (Steady State)

Specified Value	Temperature Compensating (Class 1)	Standard	Appearance: No abnormality Capacitance change: Within $\pm 5\%$ or $\pm 0.5\text{pF}$, whichever is larger. Q: C < 10pF : Q \geq 200+10C 10 \leq C < 30pF : Q \geq 275+2.5C C \geq 30pF : Q \geq 350 (C : Nominal capacitance) Insulation resistance: 1000 M Ω min.
		High Frequency Type	Appearance: No abnormality Capacitance change: Within $\pm 0.5\text{pF}$ Insulation resistance: 1000 M Ω min.
	High Permittivity (Class 2) Note 1	Appearance: No abnormality Capacitance change: Within $\pm 12.5\%$ (BJ, B7, C6, C7) Within $\pm 30\%$ (F) Dissipation factor : 5.0% max. (BJ, B7, C6, C7) 11.0% max. (F) Insulation resistance: 50 M $\Omega\mu\text{F}$ or 1000 M Ω whichever is smaller.	

[Test Methods and Remarks]

Class 1			Class 2	
	Standard	High Frequency Type	All items	
Preconditioning	None		Preconditioning	Thermal treatment (at 150°C for 1 hr) Note 2
Temperature	40 \pm 2°C	60 \pm 2°C	Temperature	40 \pm 2°C
Humidity	90 to 95%RH		Humidity	90 to 95%RH
Duration	500+24/-0 hrs		Duration	500+24/-0 hrs
Recovery	6 to 24 hrs (Standard condition) Note 5		Recovery	24 \pm 2 hrs (Standard condition) Note 5

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

RELIABILITY DATA

16. Humidity Loading

Specified Value	Temperature Compensating (Class 1)	Standard	Appearance: No abnormality Capacitance change: Within $\pm 7.5\%$ or $\pm 0.75\text{pF}$, whichever is larger. Q : $C < 30\text{pF} : Q \geq 100 + 10C/3$ $C \geq 30\text{pF} : Q \geq 200$ (C : Nominal capacitance) Insulation resistance: 500 M Ω min.
		High Frequency Type	Appearance: No abnormality Capacitance change: $C \leq 2\text{pF} : \text{Within } \pm 0.4 \text{ pF}$ $C > 2\text{pF} : \text{Within } \pm 0.75 \text{ pF}$ (C : Nominal capacitance) Insulation resistance: 500 M Ω min.
	High Permittivity (Class 2) Note 1	Appearance: No abnormality Capacitance change: Within $\pm 12.5\%$ (BJ, B7, C6, C7) Within $\pm 30\%$ (F) Dissipation factor : 5.0% max. (BJ, B7, C6, C7) 11.0% max. (F) Insulation resistance: 25 M $\Omega\mu\text{F}$ or 500 M Ω , whichever is smaller.	

[Test Methods and Remarks]

Class 1

	Standard	High Frequency Type
Preconditioning	None	
Temperature	40 \pm 2 $^{\circ}\text{C}$	60 \pm 2 $^{\circ}\text{C}$
Humidity	90 to 95%RH	
Duration	500+24/-0 hrs	
Applied voltage	Rated voltage	
Charge/discharge current	50mA max.	
Recovery	6 to 24 hrs (Standard condition) Note 5	

Class 2

	All items
Preconditioning	Voltage treatment (Rated voltage are applied for 1 hour at 40 $^{\circ}\text{C}$) Note 3
Temperature	40 \pm 2 $^{\circ}\text{C}$
Humidity	90 to 95%RH
Duration	500+24/-0 hrs
Applied voltage	Rated voltage
Charge/discharge current	50mA max.
Recovery	24 \pm 2 hrs (Standard condition) Note 5

17. High Temperature Loading

Specified Value	Temperature Compensating (Class 1)	Standard	Appearance: No abnormality Capacitance change: Within $\pm 3\%$ or $\pm 0.3\text{pF}$, whichever is larger. Q : $C < 10\text{pF} : Q \geq 200 + 10C$ $10 \leq C < 30\text{pF} : Q \geq 275 + 2.5C$ $C \geq 30\text{pF} : Q \geq 350$ (C : Nominal capacitance) Insulation resistance: 1000 M Ω min.
		High Frequency Type	Appearance: No abnormality Capacitance change: Within $\pm 3\%$ or $\pm 0.3\text{pF}$, whichever is larger. Insulation resistance: 1000 M Ω min.
	High Permittivity (Class 2) Note 1	Appearance: No abnormality Capacitance change: Within $\pm 12.5\%$ (BJ, B7, C6, C7) Within $\pm 30\%$ (F) Dissipation factor : 5.0% max. (BJ, B7, C6, C7) 11.0% max. (F) Insulation resistance: 50 M $\Omega\mu\text{F}$ or 1000 M Ω , whichever is smaller.	

[Test Methods and Remarks]

Class 1

	Standard	High Frequency Type
Preconditioning	None	
Temperature	125 \pm 3 $^{\circ}\text{C}$	
Duration	1000+48/-0 hrs	
Applied voltage	Rated voltage \times 2	
Charge/discharge current	50mA max.	
Recovery	6 to 24hr (Standard condition) Note 5	

Class 2

	BJ, F	C6	B7, C7
Preconditioning	Voltage treatment (Twice the rated voltage shall be applied for 1 hour at 85 $^{\circ}\text{C}$, 105 $^{\circ}\text{C}$ or 125 $^{\circ}\text{C}$) Note 3, 4		
Temperature	85 \pm 2 $^{\circ}\text{C}$	105 \pm 3 $^{\circ}\text{C}$	125 \pm 3 $^{\circ}\text{C}$
Duration	1000+48/-0 hrs		
Applied voltage	Rated voltage \times 2 Note 4		
Charge/discharge current	50mA max.		
Recovery	24 \pm 2 hrs (Standard condition) Note 5		

Note 1 The figures indicate typical specifications. Please refer to individual specifications in detail.

Note 2 Thermal treatment : Initial value shall be measured after test sample is heat-treated at 150+0/-10 $^{\circ}\text{C}$ for an hour and kept at room temperature for 24 \pm 2hours.

Note 3 Voltage treatment : Initial value shall be measured after test sample is voltage-treated for an hour at both the temperature and voltage specified in the test conditions, and kept at room temperature for 24 \pm 2hours.

Note 4 Standard condition: Temperature: 5 to 35 $^{\circ}\text{C}$, Relative humidity: 45 to 85 % RH, Air pressure: 86 to 106kPa
When there are questions concerning measurement results, in order to provide correlation data, the test shall be conducted under the following condition.

Temperature: 20 \pm 2 $^{\circ}\text{C}$, Relative humidity: 60 to 70 % RH, Air pressure: 86 to 106kPa
Unless otherwise specified, all the tests are conducted under the "standard condition".

PRECAUTIONS

Precautions on the use of Multilayer Ceramic Capacitors

1. Circuit Design

- ◆ Verification of operating environment, electrical rating and performance
 1. A malfunction of equipment in fields such as medical, aerospace, nuclear control, etc. may cause serious harm to human life or have severe social ramifications. Therefore, any capacitors to be used in such equipment may require higher safety and reliability, and shall be clearly differentiated from them used in general purpose applications.
- ◆ Operating Voltage (Verification of Rated voltage)
 1. The operating voltage for capacitors must always be their rated voltage or less.
 If an AC voltage is loaded on a DC voltage, the sum of the two peak voltages shall be the rated voltage or less.
 For a circuit where an AC or a pulse voltage may be used, the sum of their peak voltages shall also be the rated voltage or less.
2. Even if an applied voltage is the rated voltage or less reliability of capacitors may be deteriorated in case that either a high frequency AC voltage or a pulse voltage having rapid rise time is used in a circuit.

2. PCB Design

- ◆ Pattern configurations (Design of Land-patterns)
 1. When capacitors are mounted on PCBs, the amount of solder used (size of fillet) can directly affect the capacitor performance. Therefore, the following items must be carefully considered in the design of land patterns:
 (1) Excessive solder applied can cause mechanical stresses which lead to chip breaking or cracking. Therefore, please consider appropriate land-patterns for proper amount of solder.
 (2) When more than one component are jointly soldered onto the same land, each component's soldering point shall be separated by solder-resist.
- ◆ Pattern configurations (Capacitor layout on PCBs)
 After capacitors are mounted on boards, they can be subjected to mechanical stresses in subsequent manufacturing processes (PCB cutting, board inspection, mounting of additional parts, assembly into the chassis, wave soldering of the boards, etc.). For this reason, land pattern configurations and positions of capacitors shall be carefully considered to minimize stresses.

- ◆ Pattern configurations (Design of Land-patterns)
 The following diagrams and tables show some examples of recommended land patterns to prevent excessive solder amounts.

- (1) Recommended land dimensions for typical chip capacitors
 ● Multilayer Ceramic Capacitors : Recommended land dimensions (unit: mm)
 Wave-soldering

Type	107	212	316	325	
Size	L	1.6	2.0	3.2	3.2
	W	0.8	1.25	1.6	2.5
A	0.8 to 1.0	1.0 to 1.4	1.8 to 2.5	1.8 to 2.5	
B	0.5 to 0.8	0.8 to 1.5	0.8 to 1.7	0.8 to 1.7	
C	0.6 to 0.8	0.9 to 1.2	1.2 to 1.6	1.8 to 2.5	

Reflow-soldering

Type	042	063	105	107	212	316	325	432
Size	L	0.4	0.6	1.0	1.6	2.0	3.2	4.5
	W	0.2	0.3	0.5	0.8	1.25	1.6	3.2
A	0.15 to 0.25	0.20 to 0.30	0.45 to 0.55	0.8 to 1.0	0.8 to 1.2	1.8 to 2.5	1.8 to 2.5	2.5 to 3.5
B	0.15 to 0.20	0.20 to 0.30	0.40 to 0.50	0.6 to 0.8	0.8 to 1.2	1.0 to 1.5	1.0 to 1.5	1.5 to 1.8
C	0.15 to 0.30	0.25 to 0.40	0.45 to 0.55	0.6 to 0.8	0.9 to 1.6	1.2 to 2.0	1.8 to 3.2	2.3 to 3.5

- LWDC: Recommended land dimensions for reflow-soldering (unit: mm)

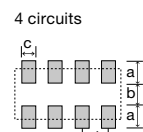
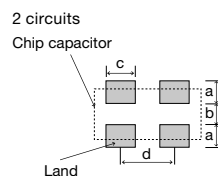
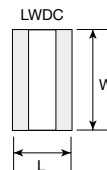
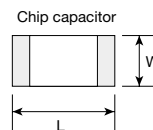
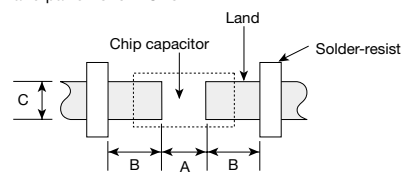
Type	105	107	212	
Size	L	0.52	0.8	1.25
	W	1.0	1.6	2.0
A	0.18 to 0.22	0.25 to 0.3	0.5 to 0.7	
B	0.2 to 0.25	0.3 to 0.4	0.4 to 0.5	
C	0.9 to 1.1	1.5 to 1.7	1.9 to 2.1	

(unit: mm)

- Array type: Recommended land dimensions for reflow-soldering (unit: mm)

Type	096 (2 circuits)	110 (2 circuits)	212 (2 circuits)	212 (4 circuits)	
Size	L	0.9	1.37	2.0	2.0
	W	0.6	1.0	1.25	1.25
a	0.25 to 0.35	0.35 to 0.45	0.5 to 0.6	0.5 to 0.6	
b	0.15 to 0.25	0.55 to 0.65	0.5 to 0.6	0.5 to 0.6	
c	0.15 to 0.25	0.3 to 0.4	0.5 to 0.6	0.2 to 0.3	
d	0.45	0.64	1.0	0.5	

Land patterns for PCBs



Technical considerations

(2) Examples of good and bad solder application

Items	Not recommended	Recommended
Mixed mounting of SMD and leaded components	Lead wire of component	Solder-resist
Component placement close to the chassis	Chassis Solder (for grounding)	Solder-resist
Hand-soldering of leaded components near mounted components	Lead wire of component Soldering iron	Solder-resist
Horizontal component placement		Solder-resist

To next page

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

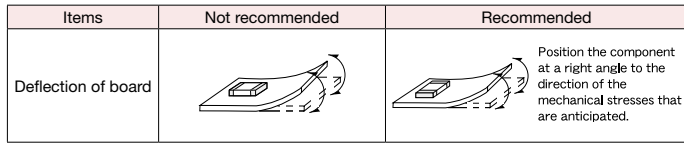
PRECAUTIONS

Precautions on the use of Multilayer Ceramic Capacitors

2. PCB Design

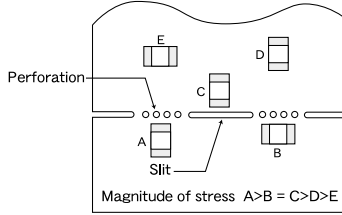
◆Pattern configurations (Capacitor layout on PCBs)

1-1. The following are examples of good and bad capacitor layouts ; capacitors shall be located to minimize any possible mechanical stresses from board warp or deflection.



Technical considerations

1-2. The amount of mechanical stresses given will vary depending on capacitor layout. Please refer to diagram below.



1-3. When PCB is split, the amount of mechanical stress on the capacitors can vary according to the method used. The following methods are listed in order from least stressful to most stressful: push-back, slit, V-grooving, and perforation. Thus, please consider the PCB split methods as well as chip location.

3. Mounting

◆Adjustment of mounting machine

- When capacitors are mounted on PCB, excessive impact load shall not be imposed on them.
- Maintenance and inspection of mounting machines shall be conducted periodically.

Precautions

◆Selection of Adhesives

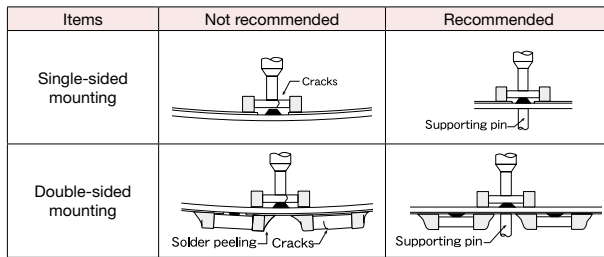
- When chips are attached on PCBs with adhesives prior to soldering, it may cause capacitor characteristics degradation unless the following factors are appropriately checked : size of land patterns, type of adhesive, amount applied, hardening temperature and hardening period. Therefore, please contact us for further information.

◆Adjustment of mounting machine

1. When the bottom dead center of a pick-up nozzle is too low, excessive force is imposed on capacitors and causes damages. To avoid this, the following points shall be considerable.

- The bottom dead center of the pick-up nozzle shall be adjusted to the surface level of PCB without the board deflection.
- The pressure of nozzle shall be adjusted between 1 and 3 N static loads.

(3) To reduce the amount of deflection of the board caused by impact of the pick-up nozzle, supporting pins or back-up pins shall be used on the other side of the PCB. The following diagrams show some typical examples of good and bad pick-up nozzle placement:



Technical considerations

2. As the alignment pin is worn out, adjustment of the nozzle height can cause chipping or cracking of capacitors because of mechanical impact on the capacitors. To avoid this, the monitoring of the width between the alignment pins in the stopped position, maintenance, check and replacement of the pin shall be conducted periodically.

◆Selection of Adhesives

Some adhesives may cause IR deterioration. The different shrinkage percentage of between the adhesive and the capacitors may result in stresses on the capacitors and lead to cracking. Moreover, too little or too much adhesive applied to the board may adversely affect components. Therefore, the following precautions shall be noted in the application of adhesives.

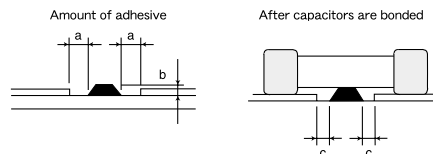
(1) Required adhesive characteristics

- The adhesive shall be strong enough to hold parts on the board during the mounting & solder process.
- The adhesive shall have sufficient strength at high temperatures.
- The adhesive shall have good coating and thickness consistency.
- The adhesive shall be used during its prescribed shelf life.
- The adhesive shall harden rapidly.
- The adhesive shall have corrosion resistance.
- The adhesive shall have excellent insulation characteristics.
- The adhesive shall have no emission of toxic gasses and no effect on the human body.

(2) The recommended amount of adhesives is as follows;

[Recommended condition]

Figure	212/316 case sizes as examples
a	0.3mm min
b	100 to 120 μ m
c	Adhesives shall not contact land



* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

Precautions on the use of Multilayer Ceramic Capacitors

4. Soldering

Precautions

◆ Selection of Flux

Since flux may have a significant effect on the performance of capacitors, it is necessary to verify the following conditions prior to use:
 (1) Flux used shall be less than or equal to 0.1 wt% (in Cl equivalent) of halogenated content. Flux having a strong acidity content shall not be applied.
 (2) When shall capacitors are soldered on boards, the amount of flux applied shall be controlled at the optimum level.
 (3) When water-soluble flux is used, special care shall be taken to properly clean the boards.

◆ Soldering

Temperature, time, amount of solder, etc. shall be set in accordance with their recommended conditions.

Sn-Zn solder paste can adversely affect MLCC reliability.
 Please contact us prior to usage of Sn-Zn solder.

◆ Selection of Flux

1-1. When too much halogenated substance (Chlorine, etc.) content is used to activate flux, or highly acidic flux is used, it may lead to corrosion of terminal electrodes or degradation of insulation resistance on the surfaces of the capacitors.

1-2. Flux is used to increase solderability in wave soldering. However if too much flux is applied, a large amount of flux gas may be emitted and may adversely affect the solderability. To minimize the amount of flux applied, it is recommended to use a flux-bubbling system.

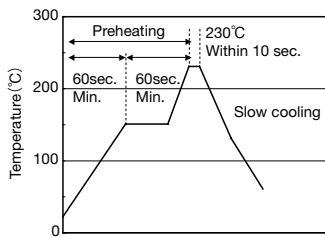
1-3. Since the residue of water-soluble flux is easily dissolved in moisture in the air, the residues on the surfaces of capacitors in high humidity conditions may cause a degradation of insulation resistance and reliability of the capacitors. Therefore, the cleaning methods and the capability of the machines used shall also be considered carefully when water-soluble flux is used.

◆ Soldering

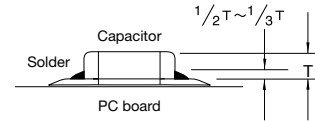
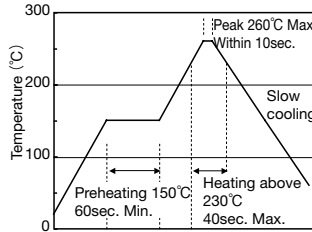
- Ceramic chip capacitors are susceptible to thermal shock when exposed to rapid or concentrated heating or rapid cooling.
- Therefore, the soldering must be conducted with great care so as to prevent malfunction of the components due to excessive thermal shock.
- Preheating : Capacitors shall be preheated sufficiently, and the temperature difference between the capacitors and solder shall be within 100 to 130°C.
- Cooling : The temperature difference between the capacitors and cleaning process shall not be greater than 100°C.

[Reflow soldering]

[Recommended conditions for eutectic soldering]



[Recommended condition for Pb-free soldering]



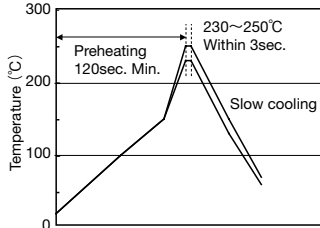
Caution

- ① The ideal condition is to have solder mass (fillet) controlled to 1/2 to 1/3 of the thickness of a capacitor.
- ② Because excessive dwell times can adversely affect solderability, soldering duration shall be kept as close to recommended times as possible.

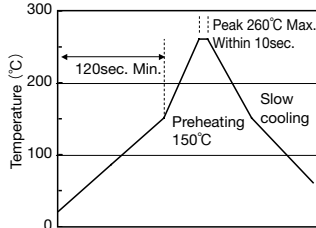
Technical considerations

[Wave soldering]

[Recommended conditions for eutectic soldering]



[Recommended condition for Pb-free soldering]

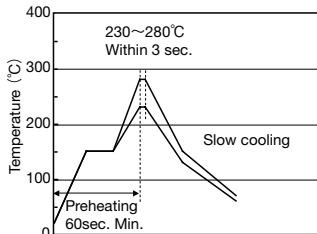


Caution

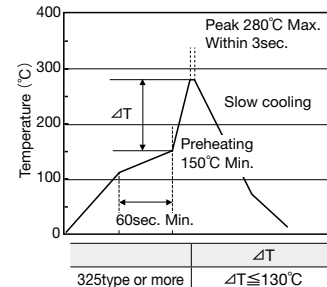
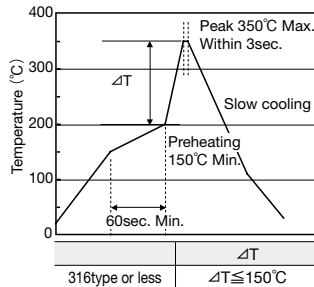
- ① Wave soldering must not be applied to capacitors designated as for reflow soldering only.

[Hand soldering]

[Recommended conditions for eutectic soldering]



[Recommended condition for Pb-free soldering]



Caution

- ① Use a 50W soldering iron with a maximum tip diameter of 1.0 mm.
- ② The soldering iron shall not directly touch capacitors.

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.

■ PRECAUTIONS

Precautions on the use of Multilayer Ceramic Capacitors

5. Cleaning	
Precautions	<p>◆Cleaning conditions</p> <ol style="list-style-type: none"> When PCBs are cleaned after capacitors mounting, Please select the appropriate cleaning solution in accordance with the intended use of the cleaning. (e.g. to remove soldering flux or other materials from the production process.) Cleaning condition shall be determined after it is verified by using actual cleaning machine that the cleaning process does not affect capacitor's characteristics.
Technical considerations	<ol style="list-style-type: none"> The use of inappropriate cleaning solutions can cause foreign substances such as flux residue to adhere to capacitors or deteriorate their outer coating, resulting in a degradation of the capacitor's electrical properties (especially insulation resistance). Inappropriate cleaning conditions (insufficient or excessive cleaning) may adversely affect the performance of the capacitors. In the case of ultrasonic cleaning, too much power output can cause excessive vibration of PCBs which may lead to the cracking of capacitors or the soldered portion, or decrease the terminal electrodes' strength. Therefore, the following conditions shall be carefully checked; Ultrasonic output : 20 W/l or less Ultrasonic frequency : 40 kHz or less Ultrasonic washing period : 5 min. or less
6. Resin coating and mold	
Precautions	<ol style="list-style-type: none"> With some type of resins, decomposition gas or chemical reaction vapor may remain inside the resin during the hardening period or while left under normal storage conditions resulting in the deterioration of the capacitor's performance. When a resin's hardening temperature is higher than capacitor's operating temperature, the stresses generated by the excessive heat may lead to damage or destruction of capacitors. The use of such resins, molding materials etc. is not recommended.
7. Handling	
Precautions	<p>◆Splitting of PCB</p> <ol style="list-style-type: none"> When PCBs are split after components mounting, care shall be taken so as not to give any stresses of deflection or twisting to the board. Board separation shall not be done manually, but by using the appropriate devices. <p>◆Mechanical considerations</p> <p>Be careful not to subject capacitors to excessive mechanical shocks.</p> <ol style="list-style-type: none"> If ceramic capacitors are dropped onto a floor or a hard surface, they shall not be used. Please be careful that the mounted components do not come in contact with or bump against other boards or components.
8. Storage conditions	
Precautions	<p>◆Storage</p> <ol style="list-style-type: none"> To maintain the solderability of terminal electrodes and to keep packaging materials in good condition, care must be taken to control temperature and humidity in the storage area. Humidity should especially be kept as low as possible. <ul style="list-style-type: none"> Recommended conditions <ul style="list-style-type: none"> Ambient temperature : Below 30°C Humidity : Below 70% RH <p>The ambient temperature must be kept below 40°C. Even under ideal storage conditions, solderability of capacitor is deteriorated as time passes, so capacitors shall be used within 6 months from the time of delivery.</p> <ul style="list-style-type: none"> Ceramic chip capacitors shall be kept where no chlorine or sulfur exists in the air. The capacitance values of high dielectric constant capacitors will gradually decrease with the passage of time. So care shall be taken to design circuits. Even if capacitance value decreases as time passes, it will get back to the initial value by a heat treatment at 150°C for 1hour.
Technical considerations	<p>If capacitors are stored in a high temperature and humidity environment, it might rapidly cause poor solderability due to terminal oxidation and quality loss of taping/packaging materials. For this reason, capacitors shall be used within 6 months from the time of delivery. If exceeding the above period, please check solderability before using the capacitors.</p>

* This catalog contains the typical specification only due to the limitation of space. When you consider purchase of our products, please check our specification. For details of each product (characteristics graph, reliability information, precautions for use, and so on), see our Web site (<http://www.ty-top.com/>) or CD catalogs.