

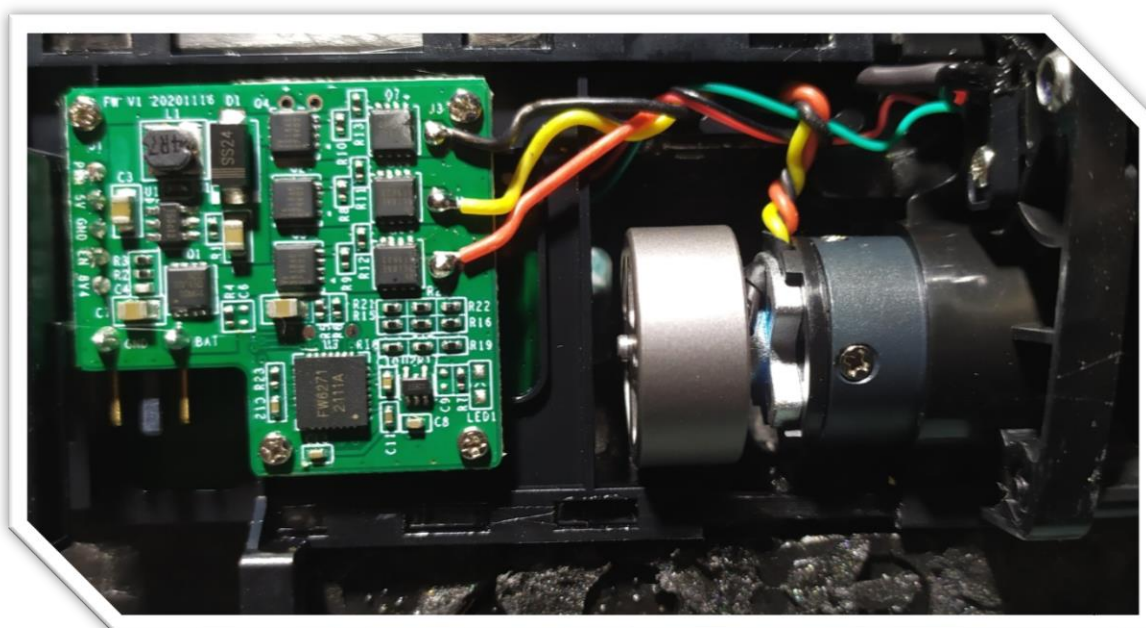
# MEMORIA PROYECTO: SERVO AMPLIFICADOR

*Memoria de trabajo desarrollado y resultados obtenidos en simulación en LTSpice de un servo amplificador para alimentación y control de motores brushless de distinta potencia.*

Instrumentación y Acondicionamiento de Señal

4ºGIERM

Curso 2022/2023



## AUTORES:

SERGIO LEÓN DONCEL  
ÁLVARO GARCÍA LORA

## CONTENIDOS

<b>0. INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>2</b>
<b>1. CIRCUITO INICIAL CON SWITCHES IDEALES .....</b>	<b>2</b>
<b>2. TOPOLOGÍA CON MOSFETs EN MODO INTERRUPTOR .....</b>	<b>4</b>
<b>2.1. ESTUDIO DEL MODELO IRFP250N .....</b>	<b>4</b>
<b>2.2. CAMBIO SWITCHES POR MOSFETs .....</b>	<b>5</b>
<b>3. TOPOLOGÍA CON IGBTs EN MODO INTERRUPTOR .....</b>	<b>8</b>
<b>3.1. ESTUDIO DEL MODELO IXYT30N450HV .....</b>	<b>8</b>
<b>3.2. CAMBIO BATERÍA IDEAL POR ALIMENTACIÓN TRIFÁSICA CON ETAPAS CONVERSIONES .....</b>	<b>9</b>
<b>3.2.1. RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE ONDA COMPLETA .....</b>	<b>9</b>
<b>3.2.2. CONVERTIDOR DC-DC REDUCTOR .....</b>	<b>10</b>
<b>3.2.3. INTEGRACIÓN DE ETAPAS .....</b>	<b>10</b>
<b>3.2.4. ANÁLISIS INFLUENCIA DEL RIZADO .....</b>	<b>11</b>
<b>4. ANÁLISIS Y PRUEBAS SOBRE SISTEMA COMPLETO .....</b>	<b>12</b>
<b>4.1. ANÁLISIS AC DE LOS DISPOSITIVOS .....</b>	<b>12</b>
<b>4.2. BARRIDO PARAMÉTRICO DE FRECUENCIAS DE DISPARO EN SISTEMA COMPLETO .....</b>	<b>13</b>
<b>4.3. SLEW RATE .....</b>	<b>15</b>
<b>5. CONCLUSIONES .....</b>	<b>16</b>
<b>6. REFERENCIAS .....</b>	<b>16</b>

## 0. INTRODUCCIÓN

El control de motores brushless (sin escobillas) ha ganado importancia en múltiples aplicaciones en los últimos años. En el área de la robótica juegan un papel fundamental en multitud de sistemas. En concreto son muy usados en robots aéreos como los conocidos drones y en alternativas en auge como los ornitópteros.

Además, existen aplicaciones que requieren de mayor potencia tales como transporte o industria donde este tipo de motores son usados. Esto es debido a que ofrecen un rendimiento superior en términos de eficiencia, velocidad, torque y vida útil en comparación con los motores de corriente continua convencionales.

Sin embargo, para aprovechar al máximo su potencial, es esencial contar con sistemas de control precisos y eficientes. En este contexto, los servo amplificadores desempeñan un papel fundamental.

Los servo amplificadores son dispositivos electrónicos diseñados para controlar y gestionar el funcionamiento de motores brushless en aplicaciones que requieren un alto grado de precisión y respuesta dinámica.

En el presente trabajo se implementará este tipo de sistema en LTSpice, siguiendo una línea de trabajo progresiva de más ideal a más realista.

Comenzaremos desarrollando el circuito mediante interruptores ideales con modelos de motor básicos, para pasar posteriormente a su sustitución por MOSFETs de potencia para uso en motores relativamente pequeños. Tras esto, usaremos dispositivos de mayor potencia como son los IGBTs con vistas a aplicaciones que requieran de motores con mayor demanda de consumo.

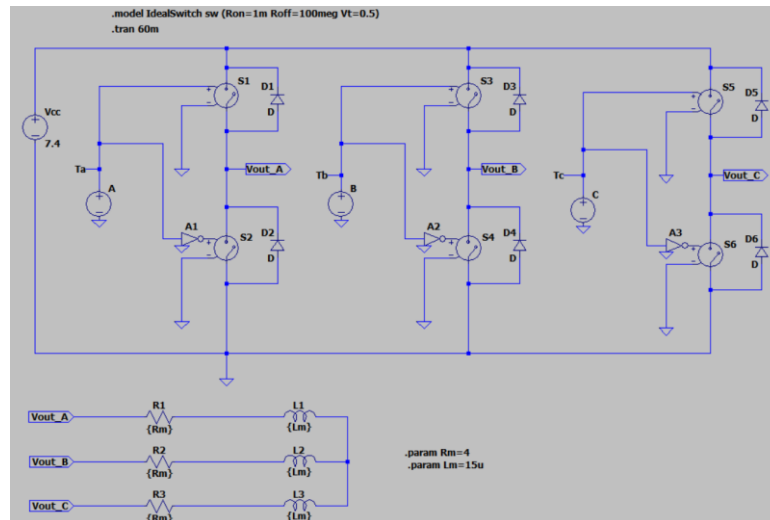
Llevaremos a cabo distintos análisis de funcionamiento de los dispositivos y sistemas completos para ofrecer comparativas entre ellos. Además, introduciremos el uso de modelos de motor externos más realistas.

## 1. CIRCUITO INICIAL CON SWITCHES IDEALES

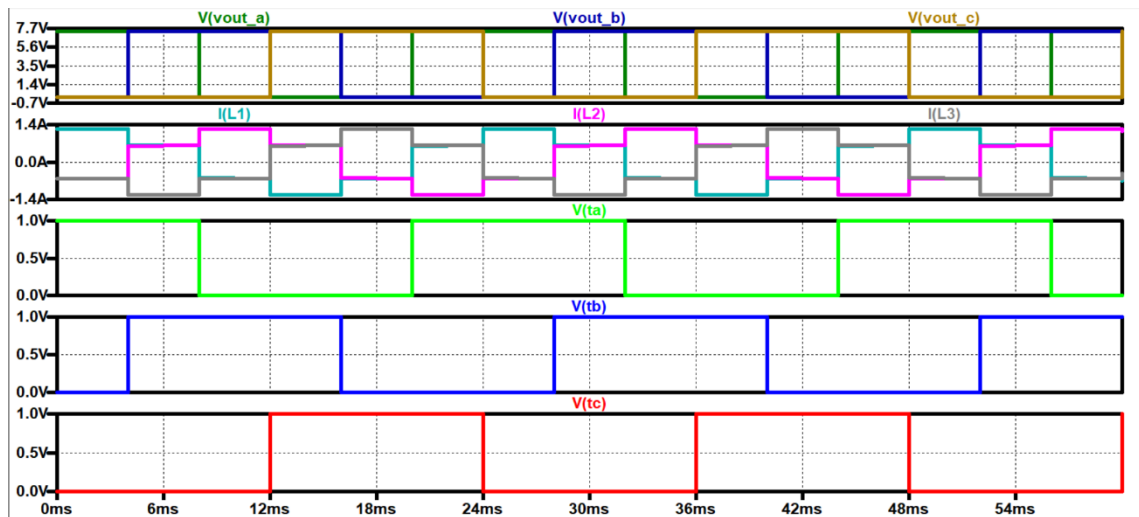
Como primera aproximación del circuito, el inversor trifásico se implementa con interruptores ideales (sin caída de tensión y transiciones instantáneas). Con una correcta disposición de las señales de disparo conseguimos obtener la secuencia básica para el funcionamiento del motor

El modelo del motor a usar se reduce por ahora al caso básico de una impedancia trifásica de carácter inductivo.

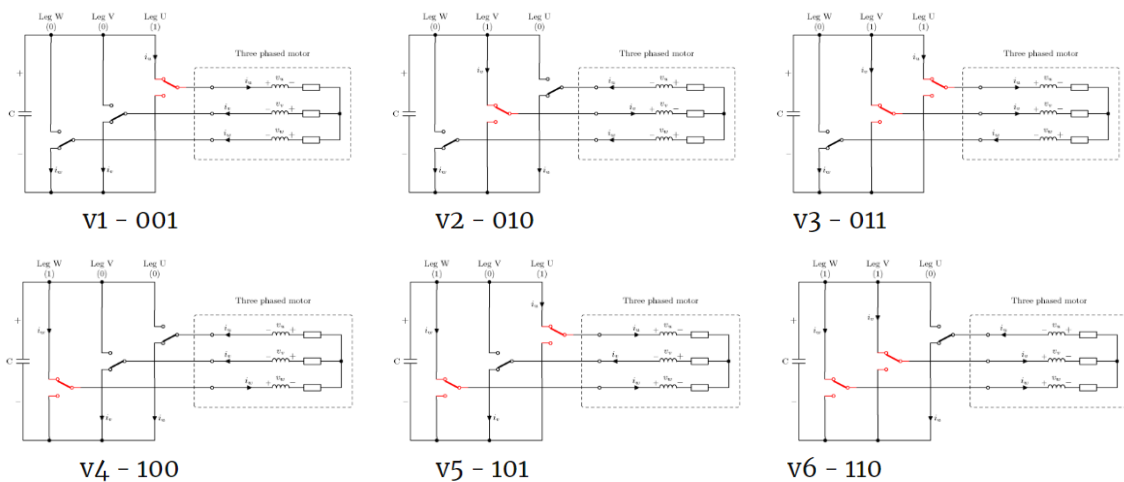
En cuanto a la alimentación, se usa una fuente de tensión ideal (sin rizado y constante).

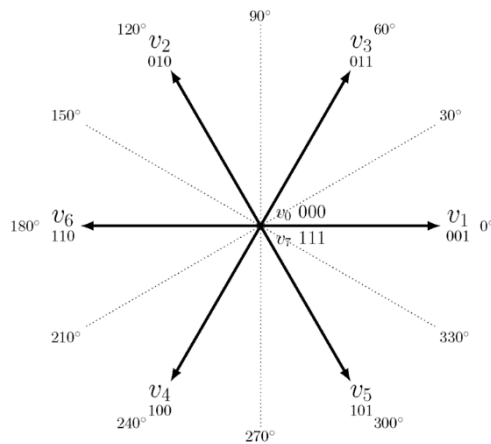


Tras ejecutar la simulación de la figura de arriba, se obtienen las siguientes curvas:



Tal y como se comentó al principio, se obtiene la respuesta ideal esperada. Una salida en corriente atravesando el bobinado del motor con 4 niveles de intensidad diferentes, resultado de 6 combinaciones de estados de los switches, que dotan de una aproximación cuantificada de forma senoidal a la alimentación de la carga, en este caso el motor. Podemos ver como para el modelo de motor elegido, el consumo es de unos 1.4A de máxima.





Mediante la técnica de control SVM (Space Vector Modulation) se generan las combinaciones de disparo de los interruptores necesarias para crear la forma de señal vista anteriormente en cada una de las fases, logrando el cambio de continua de la batería a una trifásica con niveles en bornas del motor.

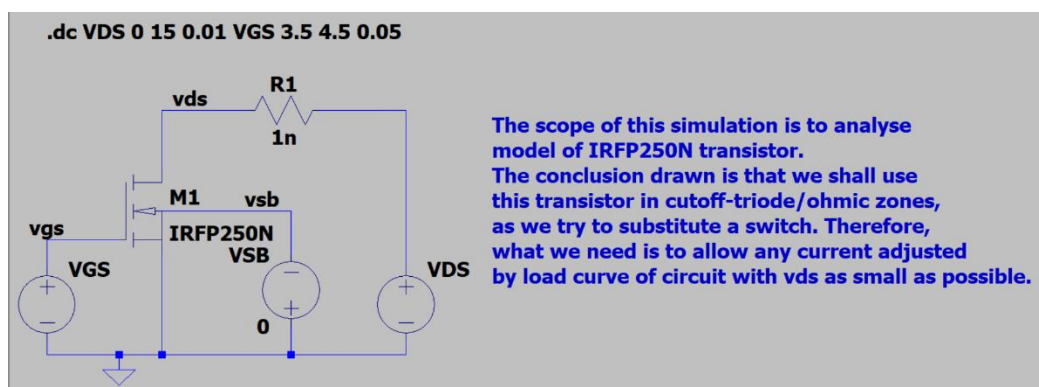
Las corrientes desfasadas que atraviesan el estator del motor inducen un campo magnético giratorio el cual será seguido por los imanes del rotor del motor consiguiendo de esta forma aplicar torque para conseguir su giro. Cuánto mayor es la frecuencia de conmutación de los dispositivos, mayor velocidad de giro alcanzará el motor. Esto podría ser mejorado consiguiendo una combinación de estados más numerosa con el uso de PWM.

## 2. TOPOLOGÍA CON MOSFETs EN MODO INTERRUPTOR

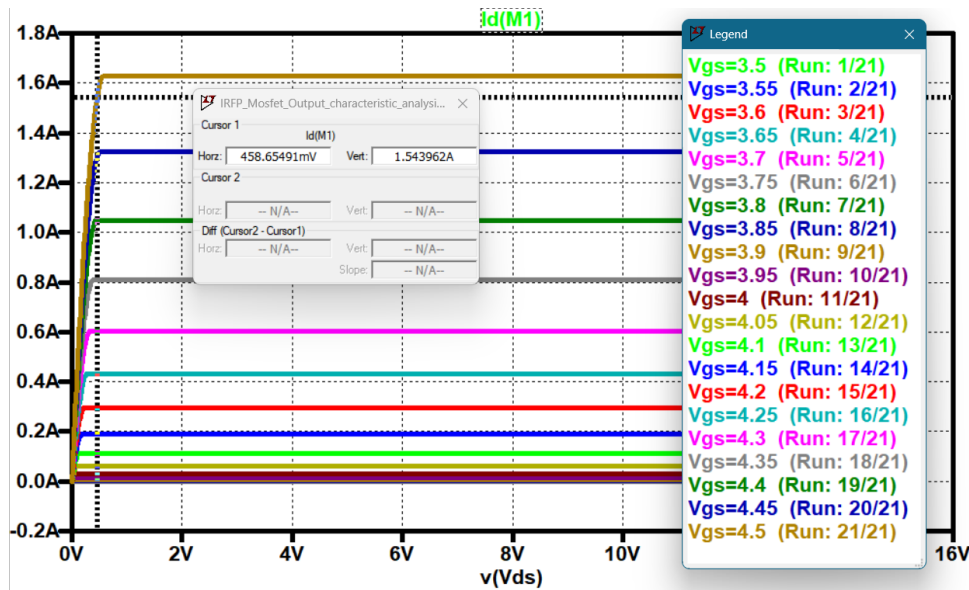
El objetivo de este aparatado es la sustitución de los interruptores ideales con los que hemos trabajado hasta ahora por dispositivos reales para aplicaciones de baja potencia. Usaremos el modelo de MOSFET de potencia IRFP250N, estudiando su comportamiento y zonas de funcionamiento de forma independiente, con vistas a usarlo como interruptor en el sistema completo.

### 2.1. ESTUDIO DEL MODELO IRFP250N

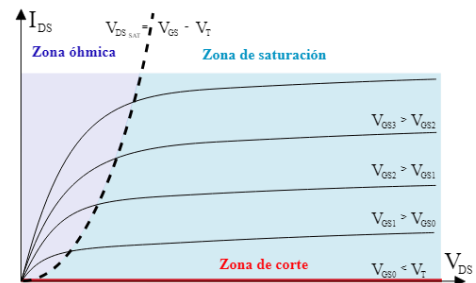
Se realiza un estudio mediante simulación de las curvas de característica en salida de este transistor para su posterior inclusión en el circuito como sustitución de los interruptores.



Para la obtención de las curvas de salida, se ha realizado un barrido de tensiones en DC de 2 fuentes de tensión independientes: Vgs aplicada a la puerta del transistor y Vds aplicada entre las bornas de drenador y fuente.



Concluimos que, para nuestra aplicación, su uso como interruptor nos invita a utilizar las zonas de corte y triodo/óhmica, dado que son las que permiten obtener las cantidades necesarias corriente drenador-fuente con baja caída de tensión Vds.

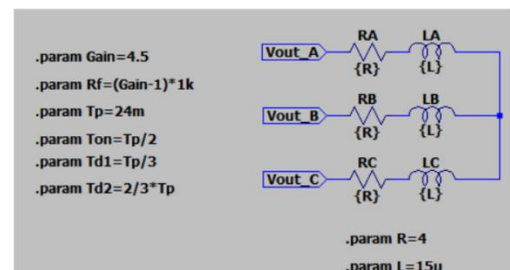
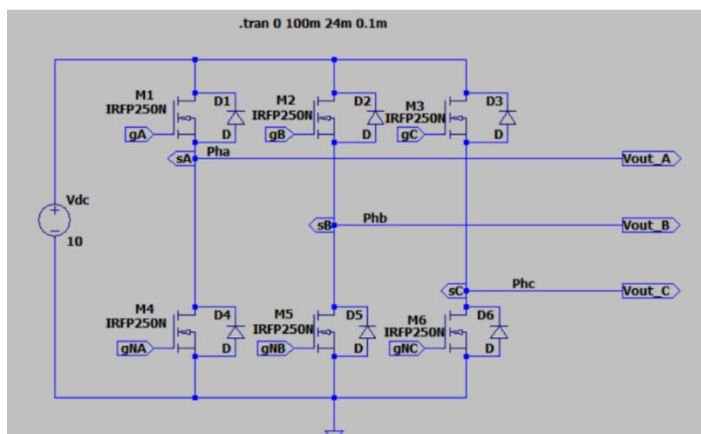


Por otro lado, es importante tener en cuenta un dato que se puede extraer de la característica de salida. Con este tipo de MOSFETS no podemos pedir corrientes superiores a 2A aproximadamente manteniendo tensiones Vgs inferiores a los 5 V, ya que no es posible trabajar en óhmica con estos valores. Entramos en saturación fácilmente, obteniendo valores grandes para Vds en lugar de lo más pequeños posibles (idealmente nulos como en un interruptor), lo cual es inadmisibles.

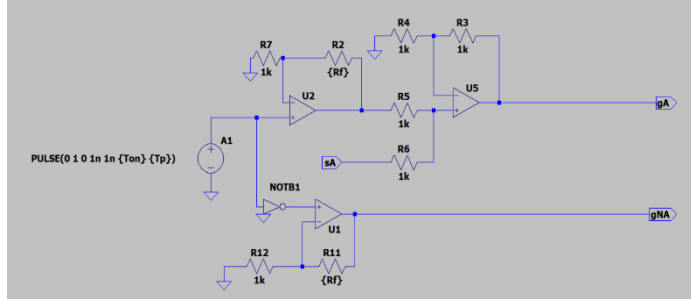
A la vista de los resultados seleccionaremos unas señales de disparo (Vgs) con valores de tensión de 4.5 V para lograr corrientes en torno a 1.5A. De esta forma logramos baja caída de tensión Vds asegurando un funcionamiento similar a interruptor ideal, trabajando en zona óhmica del dispositivo.

## 2.2. CAMBIO SWITCHES POR MOSFETS

Realizamos los cambios pertinentes en el inversor trifásico:



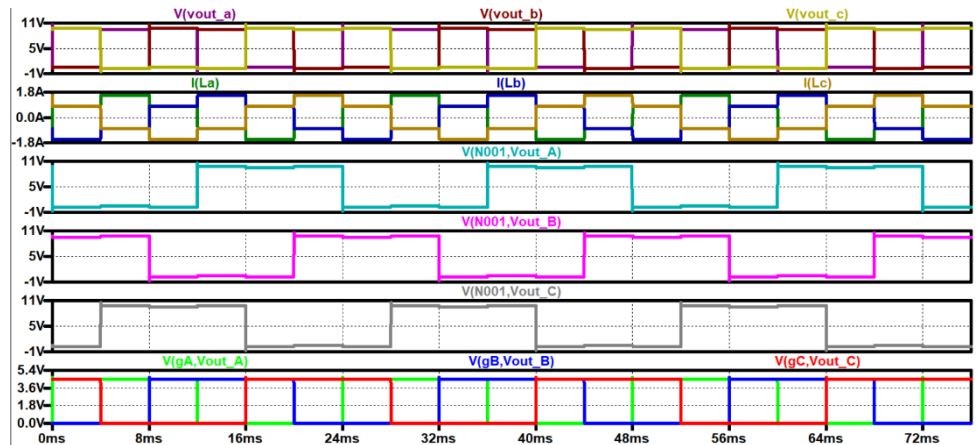
Para el cálculo de la señal de disparo, se utiliza la fuente de tensión unitaria en pulsos (supuesta generada vía SW). Amplificamos al nivel de tensión deseado para  $V_{gs}$  gracias a una etapa de OPAMP en configuración amplificador no inversor. Sobre ésta, debemos sumar la tensión existente en fuente de los transistores. A la vista del esquema anterior vemos como la mitad están a tierra, en cuyo caso no es necesario



sumar nada. Para el resto usamos otra etapa en configuración sumadora. Los órdenes de magnitud elegidos para las resistencias son aquellos que permiten valores de intensidad adecuados en el circuito.

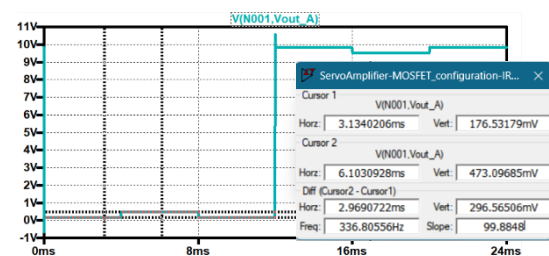
Mostramos el disparo para una pareja de dispositivos, para el resto es análogo.

A continuación, mostramos los resultados obtenidos en simulación.



Como puede verse, la forma de intensidad por el bobinado del motor es la esperada, con 4 niveles distintos de cuantización. Por otro lado, vemos como la caída de tensión  $V_{ds}$  ( $V_{n00x}, V_{outx}$ ) obtenida en los transistores es despreciable cuando estos se encuentran conduciendo, mientras que soportan la tensión de alimentación en su estado de corte. Existe sincronización con las señales de disparo que se aplican a los 3 MOSFETs de las ramas superiores (las ramas inferiores serían idénticas, pero con el análogo invertido).

Observamos un detalle interesante. Existen momentos de disparo donde sólo un único transistor de la rama superior conduce, por lo que la demanda de corriente en este es mayor. Esto se traduce en un cambio en el punto de quiescente, que hace aumentar la caída de tensión  $V_{ds}$ . No obstante, gracias a una correcta polarización en óhmica, esta sigue siendo lo suficientemente baja como para no afectar el funcionamiento del circuito. Este fenómeno, no siempre ocurre esto ya que hay instantes en los que existe reparto en corrientes en dos transistores en camino de ida hacia el motor.

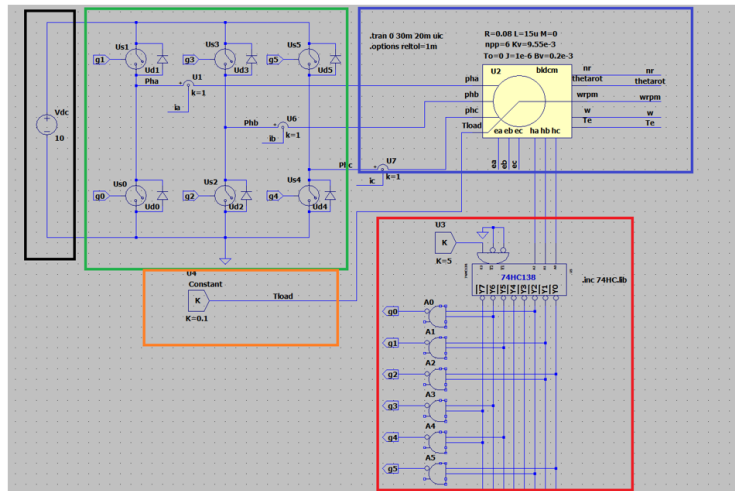




### 2.3. APLICACIÓN CON MODELO AVANZADO DE MOTOR BLDC

En este apartado usaremos un modelo de motor más avanzado el cual sustituiremos por el básico visto hasta ahora. El objetivo es ofrecer una alternativa más realista en la que podamos medir directamente posición y velocidad del motor en lugar de la corriente que alimenta al mismo.

El modelo que se mostrará es una dependencia externa a nuestro trabajo, la cual hemos caracterizado y comprendido. Pertenece a J. Marcos Alonso, profesor del departamento de Ingeniería Eléctrica de la universidad de Oviedo.



#### PARTES MODELO:

**Alimentación.** Actualmente cuenta con batería ideal de 10 V.

**Servo driver, inversor trifásico con interruptores ideales y diodos en antiparalelo**

**Modelo del motor BLDC como caja negra**

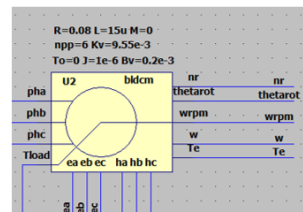
**Carga conectada al motor**

**Cálculo de señales de disparo a partir de medidas de sensores efecto hall con decodificador**

Una consideración para tener en cuenta es que las magnitudes del motor están expresadas en voltios, aunque realmente sabemos que esas no son sus unidades.

#### PARAMETROS:

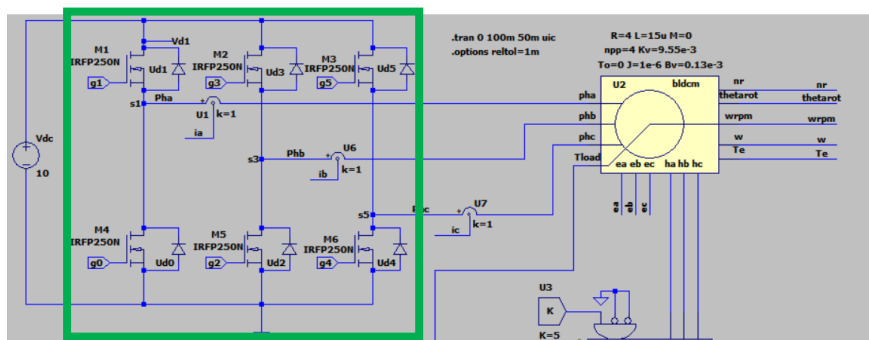
- R y L : valores impedancias internas motor
- Npp : nº polos
- Kv = coef. voltaje de back EMF
- To = Torque resistencia en vacío
- J = momento de inercia
- Bv = cte de viscosidad



#### ENTRADAS/SALIDAS MODELO MOTOR:

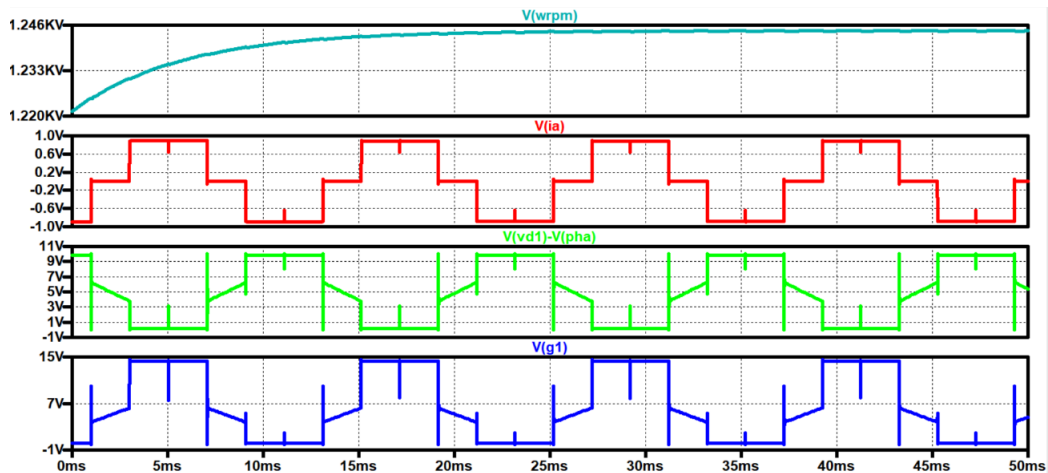
- pha, phab, phc : fases del motor
- Tload: carga aplicada
- ea, eb, ec: back EMF
- nr: número total de revoluciones desde inicio de simulación
- thetarot: posición angular (rad)
- wrpm: velocidad angular del eje (rpm)
- w: velocidad angular del eje (rad/s)
- Te: Torque electromagnético

Para trabajar con los modelos de MOSFETs vistos sustituimos los interruptores ideales existentes en el modelo original por éstos.





Exponemos algunos resultados interesantes que ofrece esta simulación como velocidad en el eje del motor, corriente en una de las fases, tensión Vds y señal de disparo Vgs de un MOSFET concreto.



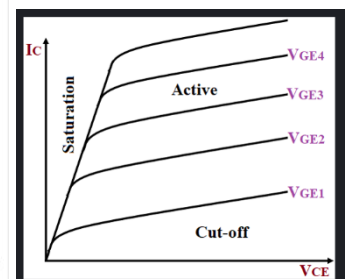
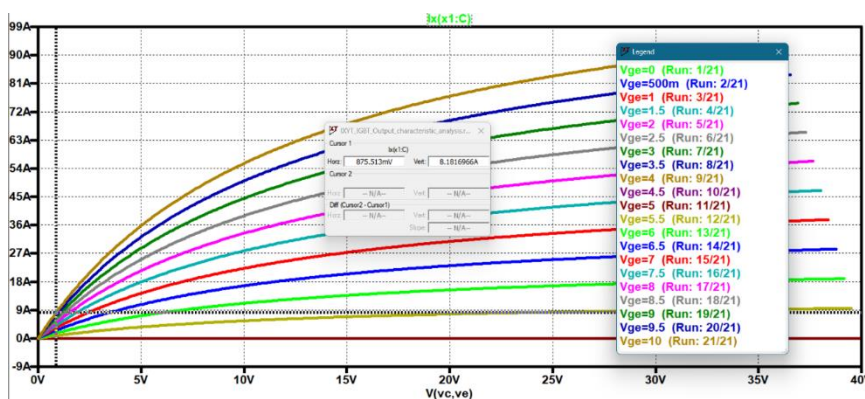
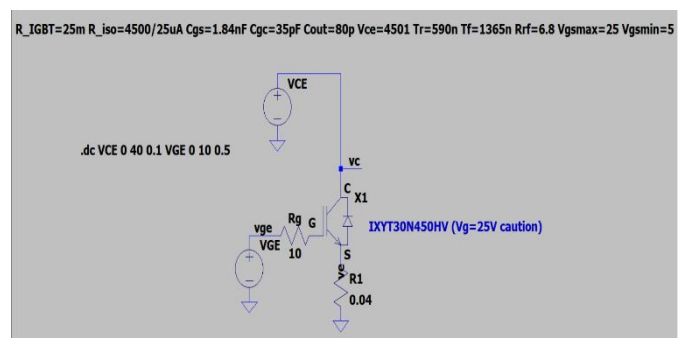
### 3. TOPOLOGÍA CON IGBTs EN MODO INTERRUPTOR

Como ya hemos comentado anteriormente, en aplicaciones donde se requieren motores con mayor consumo de potencia es necesario trabajar con nuevos dispositivos, en este caso los IGBTs.

En este punto analizaremos en concreto un modelo de la serie IXYT, cambiaremos en el circuito los MOSFETs anteriores por estos nuevos dispositivos y sustituiremos la batería ideal por una alimentación trifásica con etapas de conversión.

#### 3.1. ESTUDIO DEL MODELO IXYT30N450HV

Comenzamos estudiando de forma independiente el modelo IXYT30N450HV, al igual que hicimos con el modelo usado en MOSFETs, para conocer sus curvas características de salida y seleccionar una zona de funcionamiento apropiada para operar el dispositivo como interruptor.



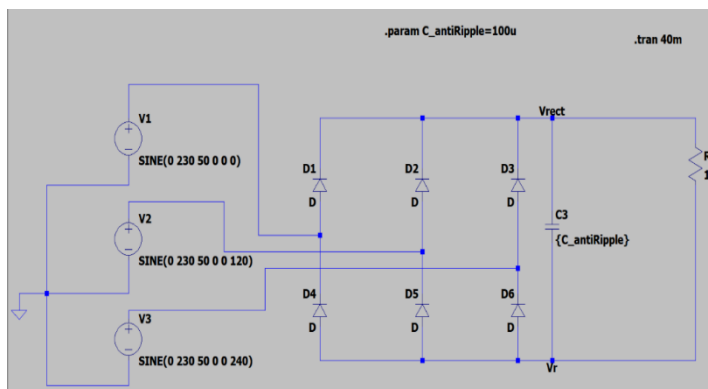
Seleccionamos como punto quiescente una zona de trabajo con  $I_d$  de 8A y caída de tensión  $V_{ds}$  de 0.9V. En comparación con la del MOSFET, la caída de tensión es mayor (pero sigue siendo suficientemente baja para cumplir su utilidad en nuestra aplicación) a la vez que permite mayor potencia y manejo de corrientes.

En este caso, nos encontramos trabajando por tanto en la zona de saturación del dispositivo, evitando la activa ya que es donde se producen mayores pérdidas de tensión para corrientes similares.

### 3.2. CAMBIO BATERÍA IDEAL POR ALIMENTACIÓN TRIFÁSICA CON ETAPAS CONVERSoras

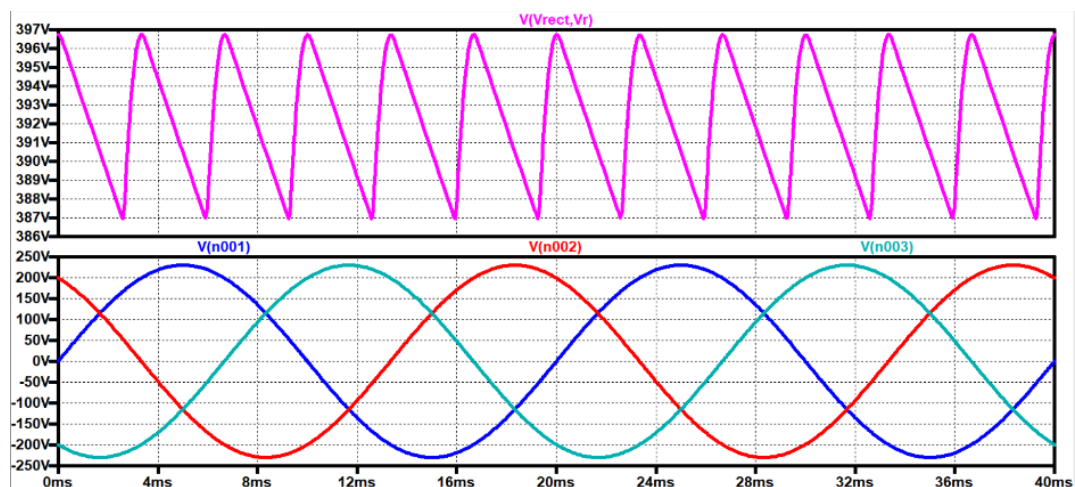
#### 3.2.1. RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE ONDA COMPLETA

El objetivo de esta primera etapa convertora es transformar la alimentación trifásica que tendremos, simulando conexión a la red eléctrica, en continua. La rectificación se llevará a cabo mediante una configuración de onda completa.



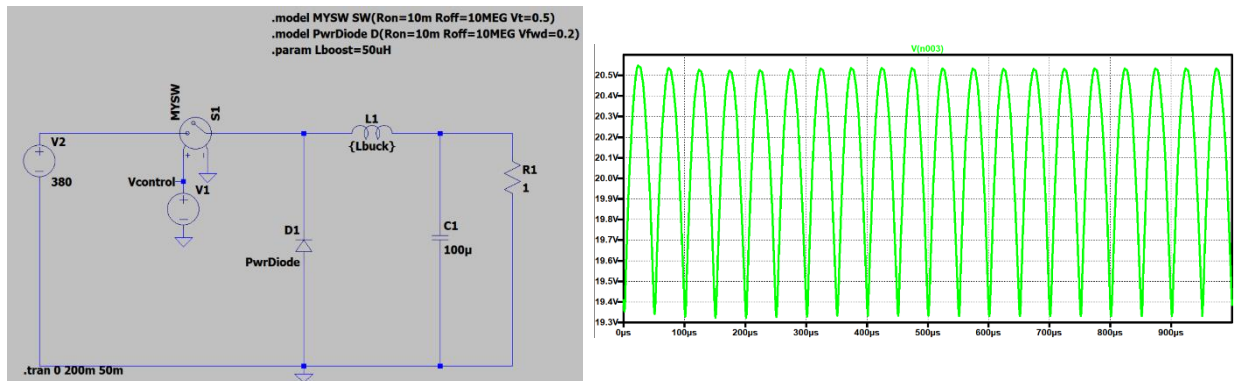
Disponemos de un condensador DC-link para el almacenamiento de energía y la estabilización de la tensión. Aumentando su capacidad podemos disminuir el rizado en la salida y viceversa.

Para el valor elegido de capacitancia, de 100  $\mu$ F, se ha conseguido un factor de rizado del 0.1%, con un pico a pico de 10 V, lo cuál es suficientemente bueno para la utilidad que se requiere.



### 3.2.2. CONVERTIDOR DC-DC REDUCTOR

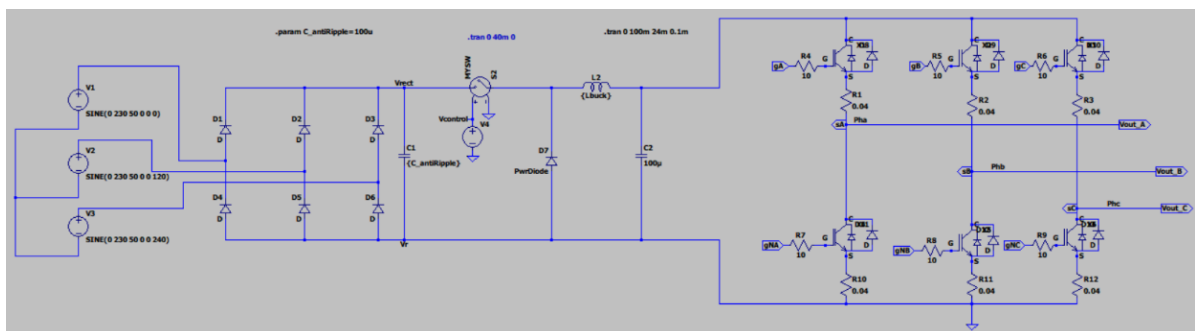
En esta segunda etapa se realiza la reducción de tensión DC para adaptarla a la entrada del servo amplificador ya que la salida del rectificador es demasiado alta en tensión.



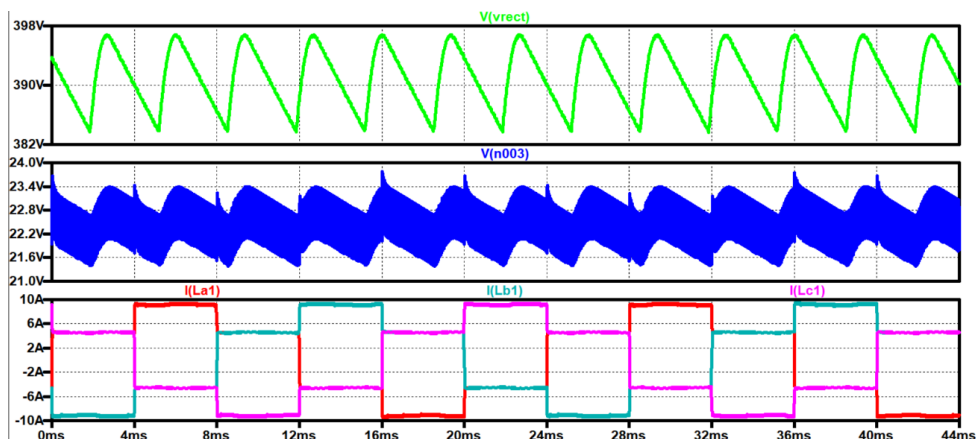
Los parámetros libres de este circuito son el duty cycle y los valores de condensador y bobina. Asegurando su funcionamiento en MCC (modo conducción continua, donde la corriente que atraviesa la bobina nunca llega a ser nula), podemos ajustar la atenuación controlando el duty cycle del interruptor, consiguiendo el valor de salida deseado. Además, la capacidad e inductancia de los componentes pasivos permiten reducir el rizado al aumentar sus valores.

### 3.2.3. INTEGRACIÓN DE ETAPAS

Vemos la integración de ambas etapas convertoras en sistema completo con IGBTs.

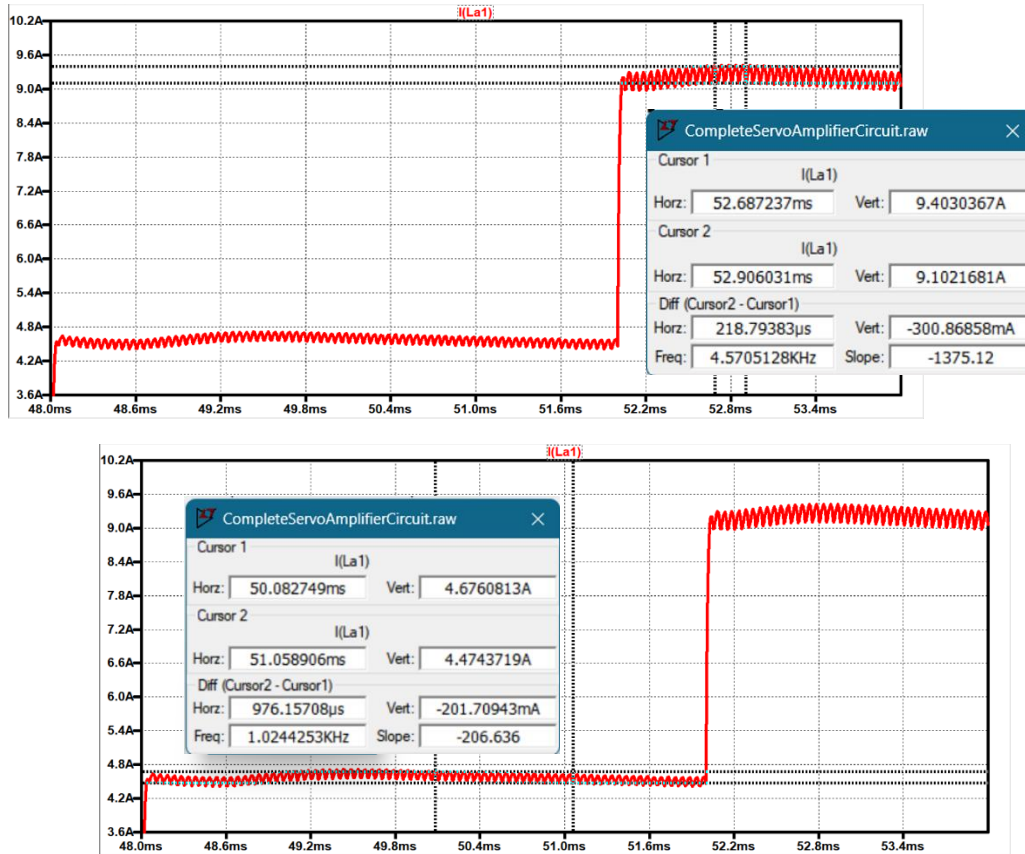


Simulamos el circuito completo tras todos los cambios realizados:



Representamos las tensiones en salida de rectificador y reductor, así como las corrientes que atraviesan el motor.

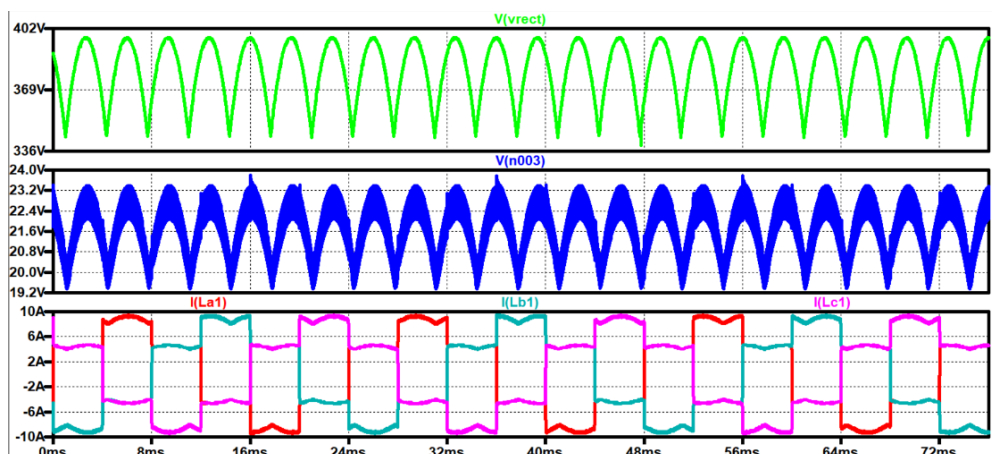
Centrándonos en el detalle de las corrientes, podemos observar unos rizados pico a pico de 0.3A y 0.2A según el nivel.



### 3.2.4. ANÁLISIS INFLUENCIA DEL RIZADO

Estudiamos el efecto de variaciones en el rizado ajustando o quitando directamente el condensador en la salida del rectificador.

Observamos cambios significativos en las tensiones de los convertidores tras optar por la eliminación del mismo. Este efecto repercute en la forma de la corriente que atraviesa al motor.



#### 4. ANÁLISIS Y PRUEBAS SOBRE SISTEMA COMPLETO

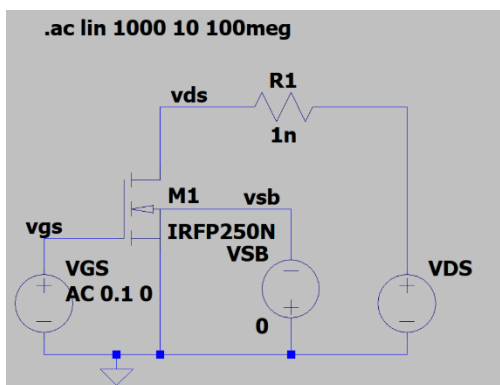
En esta sección llevaremos a cabo varias pruebas sobre los dispositivos empleados y sobre el sistema concreto:

- Analizaremos el ancho de banda de los MOSFETs e IGBTs usados de forma independiente.
- Veremos la influencia de la frecuencia de disparo de los dispositivos en el comportamiento del sistema completo y los efectos que esto causa sobre el motor.
- También estudiaremos el Slew Rate en los sistemas con ambos dispositivos.

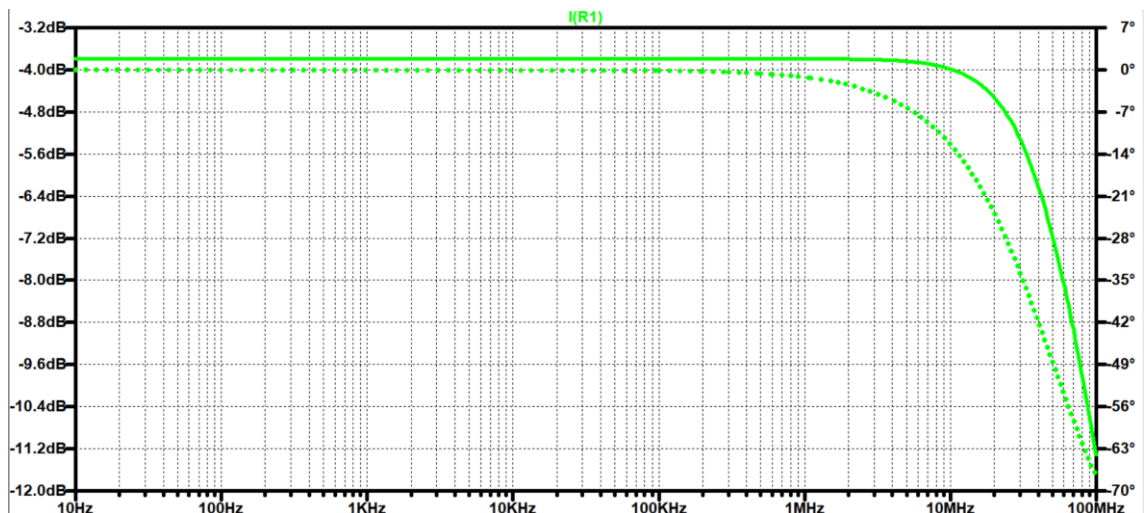
##### 4.1. ANÁLISIS AC DE LOS DISPOSITIVOS

Desacoplando tanto los modelos de IGBT como MOSFET usados en apartados anteriores, llevamos a cabo un análisis AC con el objetivo de conocer las frecuencias de corte de los mismos.

##### - MOSFETs

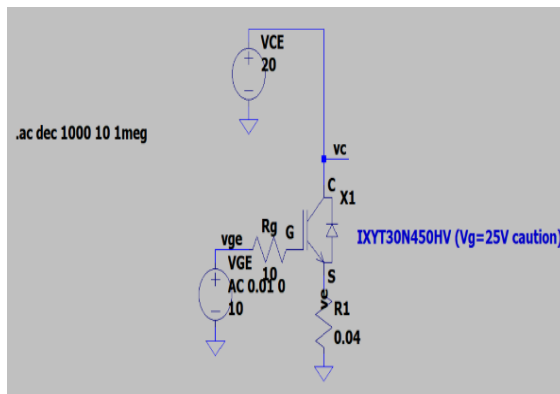


Para el caso del estudio individual del MOSFET, podemos ver un ancho de banda amplio, ya que no se empieza a ver pérdida en la ganancia hasta llegar a los 10 MHz, por lo que permite trabajar a altas frecuencias de conmutación (lo que se traduce en mayor velocidad para un motor).

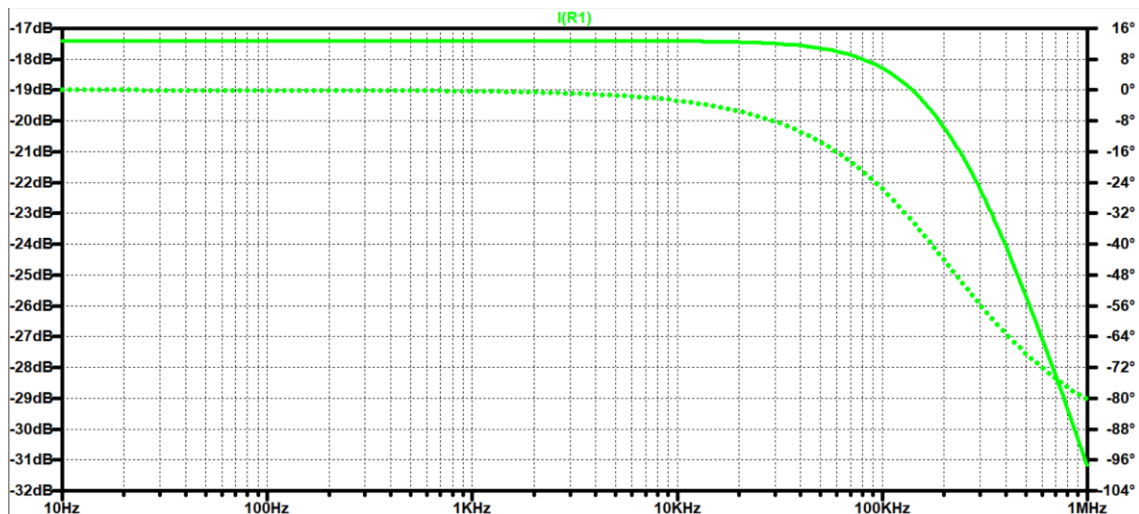




### - IGBTs



En el caso de los IGBTs, estos tienen un ancho de banda mucho más reducido. Por contraparte, permiten trabajar con mayores potencias. Sin embargo, la desventaja en la aplicación que nos incide está en que no permite conmutaciones a altas velocidades (por encima de los 100 kHz) por lo que esto nos limitará la velocidad a la que puede controlarse el motor.



## 4.2. BARRIDO PARAMÉTRICO DE FRECUENCIAS DE DISPARO EN SISTEMA COMPLETO

El comando .ac se basa en dar senoides de distintas frecuencias en entrada, no siendo esto el caso a aplicar a nuestro sistema. Por tanto, variaremos la frecuencia de los disparos, pero manteniendo la forma actual de PWM con duty cycle 50% fijo. Proponemos hacer un barrido paramétrico de la frecuencia de disparo y consecuentemente de conmutación de los dispositivos para estudiar la salida del sistema ante la diversidad de frecuencias y así determinar el ancho de banda de funcionamiento.

### - MOSFETs

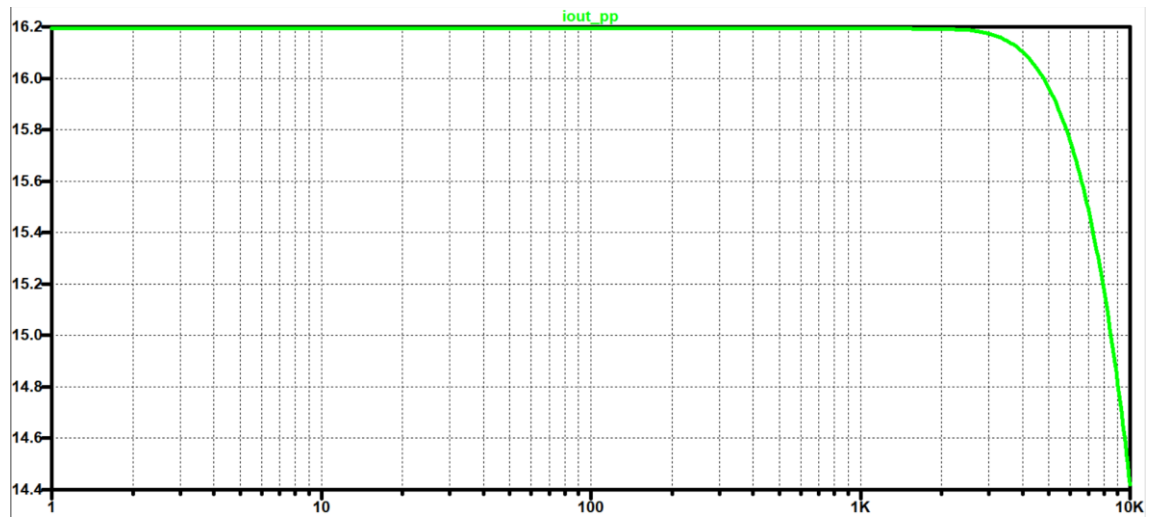
```
.param Gain=4.5
.param Rf=(Gain-1)*1k
.param Tp=1/fp
.param Ton=Tp/2
.param Td1=Tp/3
.param Td2=2/3*Tp

.meas TRAN Iout_pp PP I(LA)
.step param fp 1 200k 1k
```

Las directivas empleadas para realizar este tipo de simulación son las mostradas.

Realizamos el barrido paramétrico comentado y estudiamos el valor pico a pico de la corriente en régimen estacionario para cada frecuencia simulada. Hacemos esto para tener únicamente un único valor asociado a cada frecuencia en simulación para poder representarlo posteriormente.

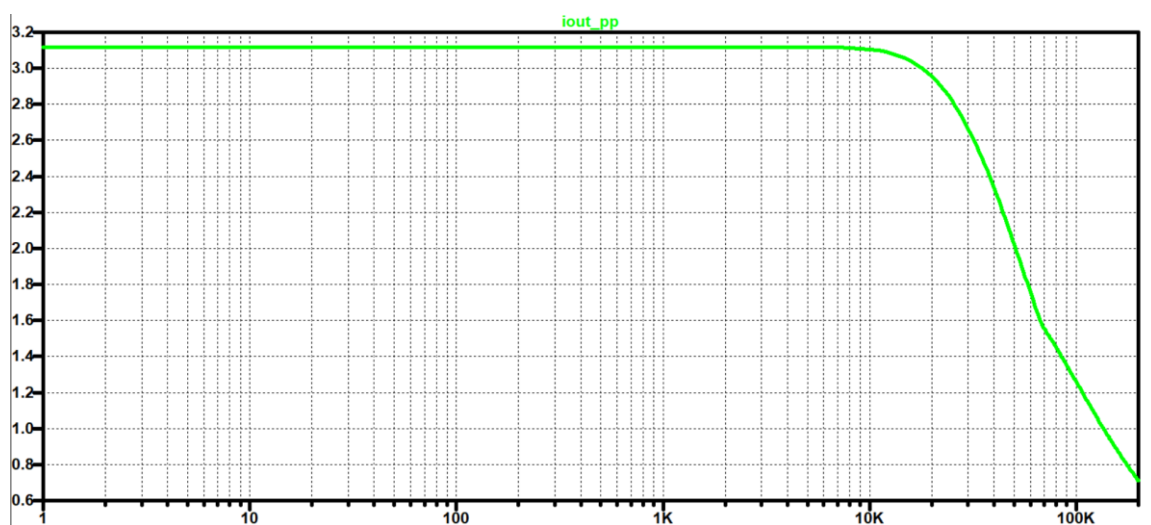
Observamos como en el sistema con MOSFET, en torno a los 10KHz, el valor pico a pico de corriente comienza a verse mermado. Podemos decir que dicha frecuencia marcaría el ancho de banda del conjunto.



#### - IGBTs

```
.param Gain=10
.param Rf=(Gain-1)*1k
.param Tp=1/fp
.param Ton=Tp/2
.param Td1=Tp/3
.param Td2=2/3*Tp
.meas TRAN Iout_pp PP I(LA)
.step param fp 1 10k 100
```

Realizando el mismo experimento, pero para el sistema constituido por IGBTs, vemos como la frecuencia de corte en este caso, como era de esperar tras el análisis AC realizado, es menor. Concretamente en este caso ésta se situaría en torno a los 2KHz.



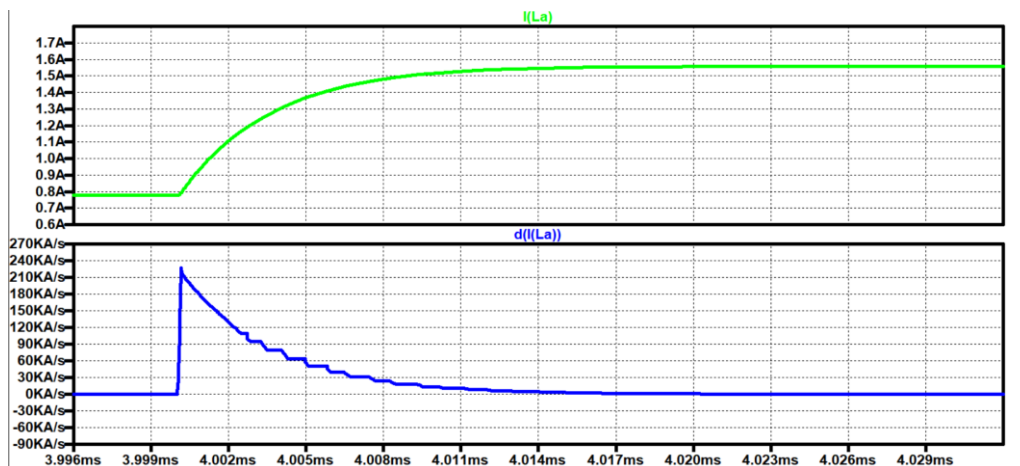


### 4.3. SLEW RATE

El Slew Rate (SR), también conocido como la tasa de cambio, se define como el máximo cambio de corriente que un dispositivo permite ante una variación en la entrada. En nuestro caso, se analiza el cambio de la corriente que alimenta al motor por unidad de tiempo cuando se produce un cambio de estado en la señal de disparo que afecta a los dispositivos funcionando como interruptor. En otras palabras, el máximo de su derivada. En los interruptores ideales, estos cambios de corriente se producían de manera instantánea. Sin embargo, al introducir los MOSFETs e IGBTs en la implementación, surgen fenómenos que es importante analizar.

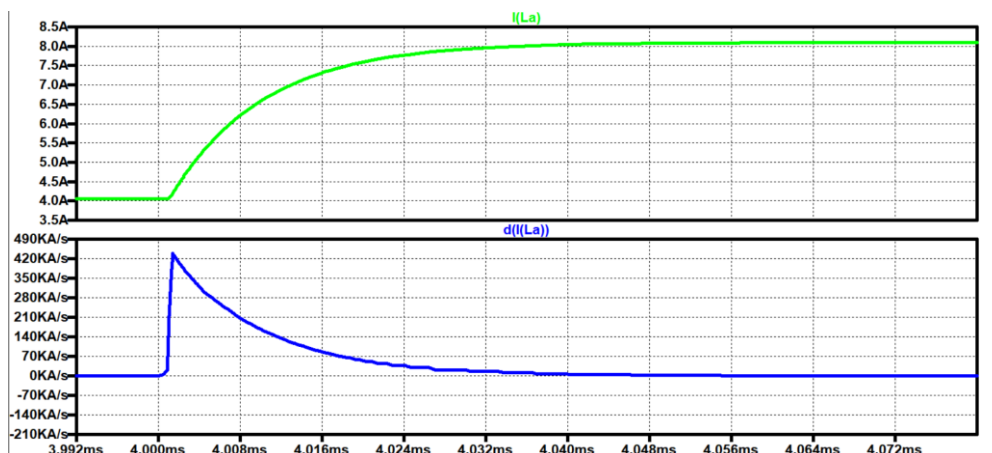
#### - MOSFETs

Tal y como se puede ver en esta gráfica, el SR de la intensidad en el bobinado del motor es de 0.24A/us.



#### - IGBTs

Para los IGBTs, el SR es de 0.42A/us, que es aproximadamente el doble que el del MOSFET analizado. A partir de esta máxima velocidad de cambio, los dispositivos comenzarían a saturar ya que no serían capaz de seguir el cambio de la señal de entrada.



## 5. CONCLUSIONES

Tras los análisis extraídos de simulaciones desarrolladas en LTSpice y los estudios comparativos realizados hemos podido corroborar que los dispositivos IGBTs están más limitados en frecuencia de conmutación que los MOSFETs. Sin embargo, su uso es necesario para el manejo de potencias superiores en aplicaciones que requieran de motores mayores.

También hemos comprobado que conforme nos aproximamos a la implementación y uso de dispositivos reales aparecen efectos que debemos tener en cuenta tales como la influencia del rizado, anchos de banda y slew rate.

## 6. REFERENCIAS

[1] Web Simon Bramble:

[http://www.simonbramble.co.uk/lt\\_spice/ltspice\\_lt\\_spice.htm](http://www.simonbramble.co.uk/lt_spice/ltspice_lt_spice.htm)

[2] “Modelo Motor BLDC”. J. Marcos Alonso: <https://sites.google.com/view/j-marcos-alonso/home>

[3] Data sheet modelo usado de serie IXYT IGBTs:

[https://m.littelfuse.com/~media/electronics/datasheets/discrete\\_igbt/littelfuse\\_discrete\\_igbt\\_xpt\\_ixy\\_30n450hv\\_datasheet.pdf](https://m.littelfuse.com/~media/electronics/datasheets/discrete_igbt/littelfuse_discrete_igbt_xpt_ixy_30n450hv_datasheet.pdf)

[4] Data sheet modelo usado de serie IRFP MOSFETs:

[https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IRFP250N-DataSheet-v01\\_01-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015356288b8b1fde](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IRFP250N-DataSheet-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015356288b8b1fde)

[5] “Space Vector PWM Intro”. Yngve Solbakken:

<https://www.switchcraft.org/learning/2017/3/15/space-vector-pwm-intro>