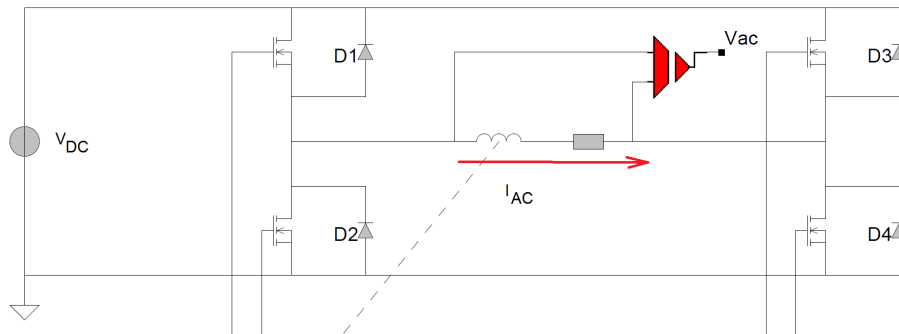


Vraag 1, (2 punten)

De waarde van de weerstand R in een enkelfase belasting is niet bekend. In de onderstaande éénfase inverter wordt door de AC last een sinusvormige stroom met een RMS waarde van 2 Ampere gemeten.



De uitgangsfrequentie is 50Hz .

De DCLink spanning is gelijk aan 48 volt

De last is een serieschakeling van een weerstand $R = 6.4\Omega$ en $L = (\text{uitrekenen})\text{mH}$.

De schakelfrequentie is 20kHz en de modulatie index van de bipolaire PWM is gelijk aan $m = 1$.

De doorlaatverliezen van de halfgeleiders mag je verwaarlozen.

De stroom door de R-L last heeft een rms waarde van 2 Ampere.

Bereken de waarde van de spoel L ?

$$V_{dc} = 48\text{volt} \quad R = 6.4\Omega \quad I_{AC} = \hat{I} \cdot \sin(2\pi \cdot 50) \quad F_s = 20\text{kHz} \quad m = 1 \quad I_{RMS} = 2\text{A}$$

$$\text{Antwoord: } V_{dc} = \hat{V} = V_{rms} \cdot \sqrt{2}$$

$$Z = \frac{V_{rms}}{I_{rms}}$$

$$Z = \sqrt{R^2 + (2\pi fL)^2}$$

$$V_{dc} = \hat{V} = 48\text{V} \quad \hat{V} = V_{rms} \cdot \sqrt{2} = 48$$

$$V_{rms} = 33.94$$

$$Z = \frac{V_{rms}}{I_{rms}} = \frac{33.94}{2} = 16.97$$

$$X_L = \sqrt{Z^2 - R^2} = \sqrt{16.97^2 - 6.4^2} = \sqrt{287.98.96 - 41.26} = \sqrt{246.74} = 15.7$$

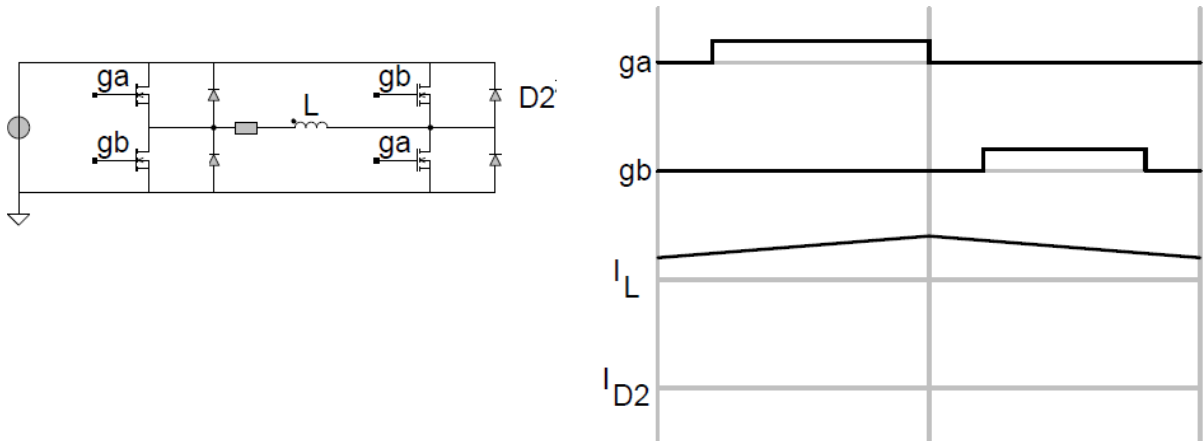
$$L = X_L / 2\pi f = 15.7 / 314.159 = 50\text{mH}$$

Vraag 2, (2 punten)

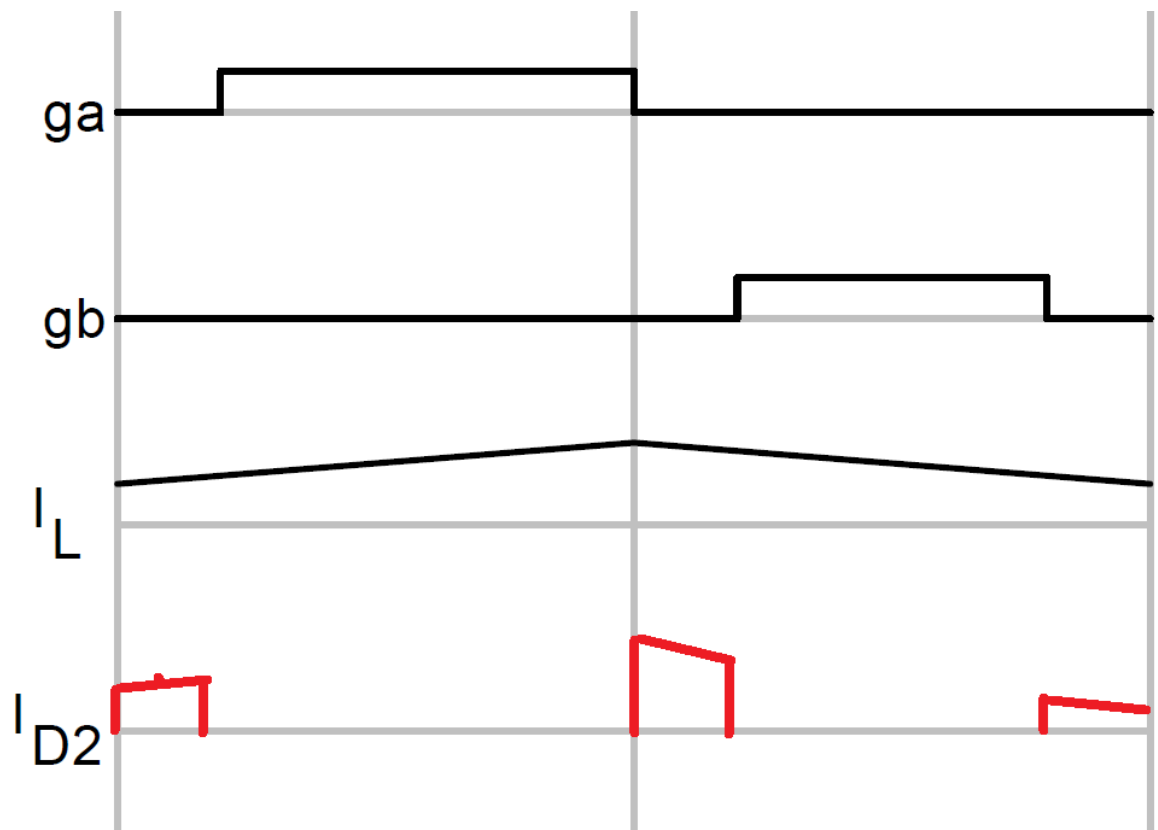
Gegeven zijn de gate signalen ga en gb en de stroom I_L door de spoel.

In het schema loopt de positieve spoelstroom van links naar rechts, dus bij de dot de spoel in!

Teken in de grafiek de stroom I_{D2} door de vrijloop diode D2?



Teken het antwoord, het verloop van de stroom, in de figuur rechtsboven:



Vraag 3, (2 punten)

Een unipolaire modulatie van een éénfase inverter wordt vervangen door een bipolaire modulatie. De rimpel van de AC stroom wordt groter.

Geef twee redenen waarom de rimpel van de AC stroom groter wordt?

Reden 1:

Reden 2:

Antwoord:

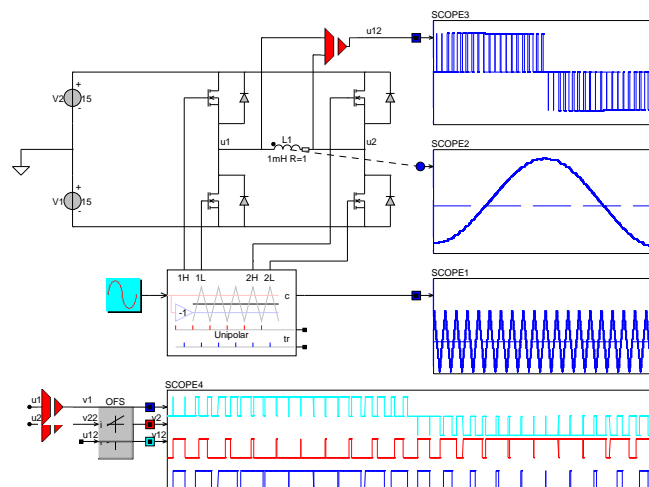
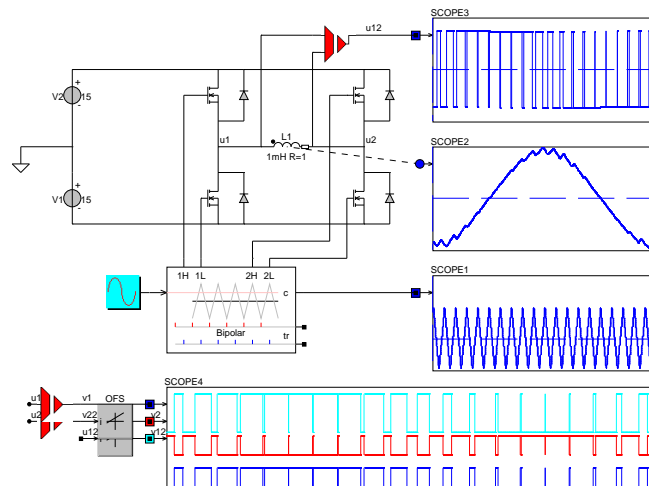
De rimpel bij bipolair is groter omdat:

1

Spanning over de belasting schakelt nu tussen V_{dc} en $-V_{dc}$ volt, i.p.v. tussen $+V_{dc}$ en 0 volt, dus $L \frac{di}{dt}$ is twee keer zo groot, dus $\frac{di}{dt}$ is 2* groter geworden

2

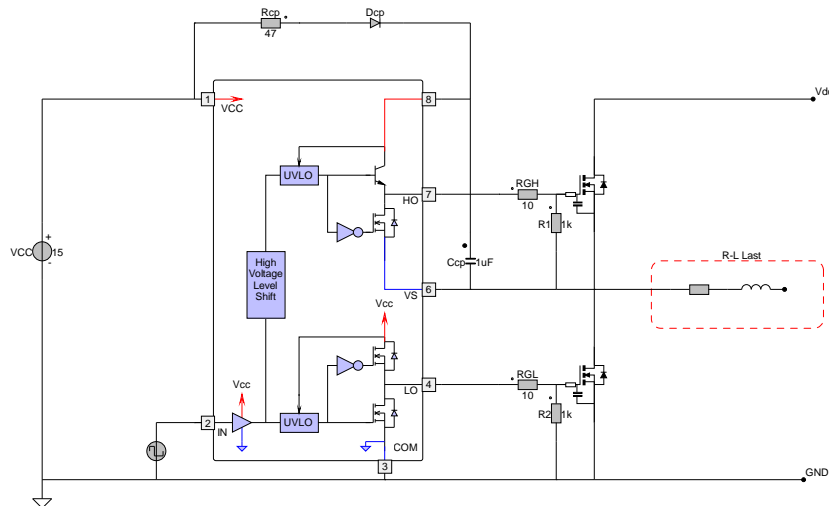
De frequentie is nu 2* lager want: Bij unipolar wordt er binnen de periode $T_s = \frac{1}{F_s}$ twee keer geschakeld. Op $t = k * T_s$ schakelt de linker leg, na $t = k * T_s + T_s/2$ schakelt de rechter leg. Bij bipolar schakelt zowel de linker leg als de rechter leg op hetzelfde tijdstip om. Daarom lijkt de schakelfrequentie nu lager. Daardoor is de tijd dt waarin de stroom i_L toeneemt groter en is dus wordt de stroomtoename di ook groter



Vraag 4, (2 punten)

Een gate driver IC moet de high side Mosfet in een inverter kunnen aansturen. Bij dit gate driver IC zit een condensator C_{cp} , verbonden met de uitgang van de inverter. Ook is hij verbonden met pin [6] en met pin [8] van de gatedriver. De High-side Mosfet en de low-side Mosfet worden met een schakelfrequentie van $20kHz$ met een dutycycle van 50% geschakeld.

Waarom is de condensator C_{cp} verbonden met de uitgang van de inverter en niet met de ground[GND=0volt] van de inverter.



Antwoord:

De gate-source spanning van de high-side mosfet moet altijd ongeveer 15-20 volt zijn. Als de uitgangsspanning van de inverter stijgt, stijgt ook de source spanning van de high-side mosfet. Om toch met de gatespanning hoger dan 15 volt ten opzichte van de source spanning te blijven, moet de condensator dus ook met de source spanning omhoog gaan. Dit lukt alleen als de bootstrap condensator C_{cp} met de VS (uitgang van de inverter en tevens source van de high-side mosfet) is verbonden. Hierdoor staat altijd de spanning over de condensator C_{cp} als gate-source spanning voor de high-side mosfet op een correcte waarde.

De schakeling zorgt ervoor dat deze een constant voedingsspanning voor de gate driver voor de bovenste mosfet heeft.

De spanning op de condensator wordt iedere keer tot maximaal V_{cc} opgeladen als de onderste mosfet in geleiding is.

Als de onderste mosfet uit geleiding is en de spanning tussen de twee mosfets op pin 6 aan het zweven is, dan staat de spanning over de condensator via de gate weerstand R_{gH} over de Gate-Source aansluiting van de bovenste mosfet, zodat deze aan blijft staan.

Vanwege de diode kan de C_{cp} niet via V_{cc} ontladen.

De weerstand R_{cp} zorgt ervoor dat er geen hoge piekstroom is als C_{cp} wordt opgeladen.

Er wordt maximaal $Q = C \cdot V = 1\mu F \cdot 15\text{volt} = 15\mu\text{Coulomb}$ in de condensator opgeslagen.

Vraag 5, (2 punten)

Op een koellichaam P16/200 worden een IGBT module gemonteerd. De totale verliezen van alle IGBT's in de module tezamen is gelijk aan $100Watt$.

De totale thermische weerstand van de module is volgens de datasheet $R_{JC}^{th} = 0.45K/W$.

De thermische weerstand van de isolatie en koelpasta tussen de module en het koellichaam is $R_{iso}^{th} = 0.004K/W$.

Door het koellichaam is een luchtstroom met een constante temperatuur van $65^{\circ}C$

De module mag niet heter worden dan $125^{\circ}C$.

P 16					
Standard lengths	n	b / d Ø mm	R_{thha}	R_{thha} with fan SKF 16B-230-01	w
			K/W	K/W	kg
P 16/170	3	20		0,05	4
P 16/200	3	20		0,046	4,7
	6	20		0,039	
	3	34		0,038	
	2	50		0,04	
	3	50		0,033	
P 16/300	6	34		0,036	7
	6	50		0,024	

Bereken de temperatuur van de behuizing T_{case} van de module?

$$P_{verlies} = 100Watt \quad R_{JC}^{th} = 0.45K/W \quad R_{iso}^{th} = 0.004K/W$$

$$T_{luchtstroom} = 65^{\circ}C \quad T_{IGBT} < 125^{\circ}C$$

Antwoord:

Temperatuur op de heatsink is het totale verlies door het koellichaam en de isolatie en koelpasta bovenop de temperatuur van de luchtstroom.

Gevraagd wordt de temperatuur van de case, niet van de junction!

Alle vermogen $100Watt$ gaat door de heatsink

$$T_{heatsink} = 100 * (0.046) + 65 = 69.6^{\circ}C$$

$$\text{juiste antwoord: } T_{modulecase} = 100 * (0.004) + 69.6 = 70^{\circ}C$$

$$T_{modulejunction} = 100 * (0.45) + 70 = 115^{\circ}C$$