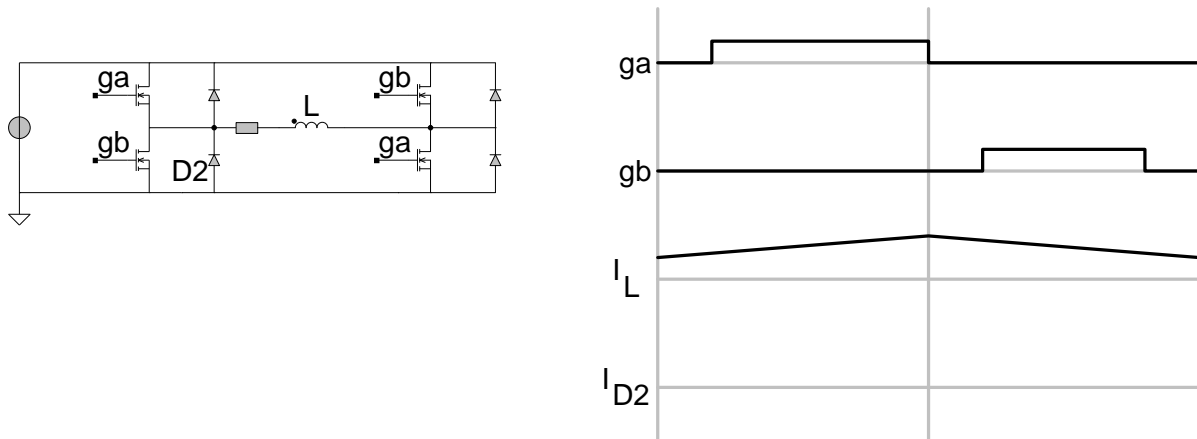


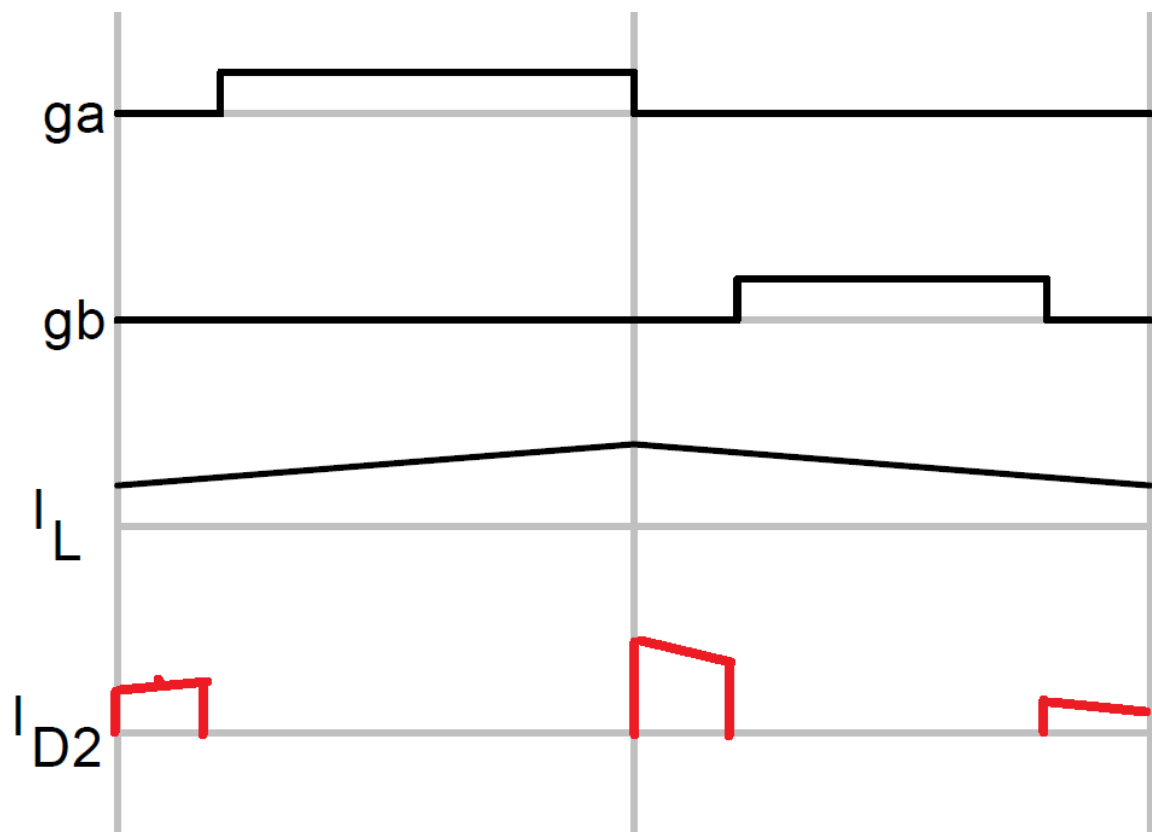
### Vraag 1, (2 punten)

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?

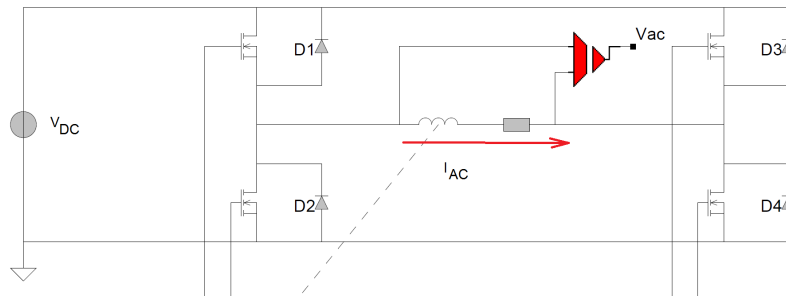


Teken het antwoord, het verloop vande stroom, in de figuur rechtsboven:



## Vraag 2, (2 punten)

Voor een éénfase solar inverter die standalone moet kunnen werken, moet een sinusvormige stroom door de AC last gemaakt worden.



De DC spanning is 48 volt. De uitgangsfrequentie is 50Hz.

De last is een serieschakeling van een weerstand  $R = 10\Omega$  en  $L = 100mH$ .

De schakelfrequentie is 40kHz en de modulatie index van de bipolaire PWM is gelijk aan  $m = 1$ .

Je mag de doorlaatverliezen en schakelverliezen van de halfgeleiders verwaarlozen.

Bereken de RMS waarde van de stroom door de AC last?

$$R = 10\Omega \quad L = 100mH \quad V_{DC} = 48volt \quad F_s = 40kHz \quad m = 1$$

$$\text{Antwoord: } Z = \sqrt{R^2 + (2\pi fL)^2} = \sqrt{100 + 31.4^2} = \sqrt{1085.95} = 32.9$$

$$V_{dc} = \hat{V} = 48V$$

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

$$V_{rms} = 48/\sqrt{2} = 33.9volt$$

$$I_{rms} = V_{rms}/Z = 33.9/32.9 = 1.03A$$

### Vraag 3, (2 punten)

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

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

Reden 1:

Reden 2:

Antwoord:

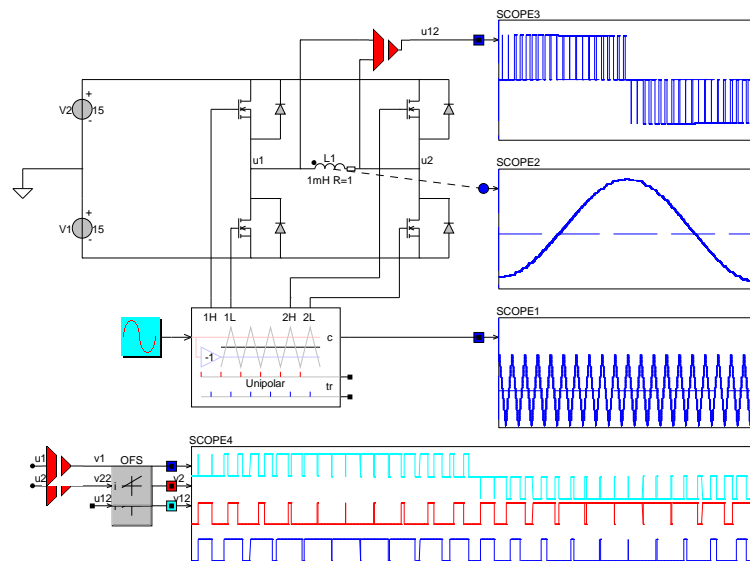
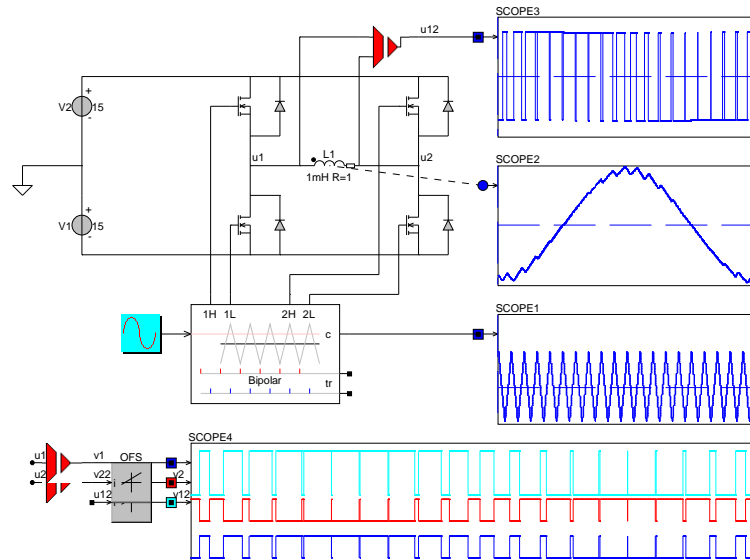
De linker en rechter leg schakelen dan 180 graden uit fase

1

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

2

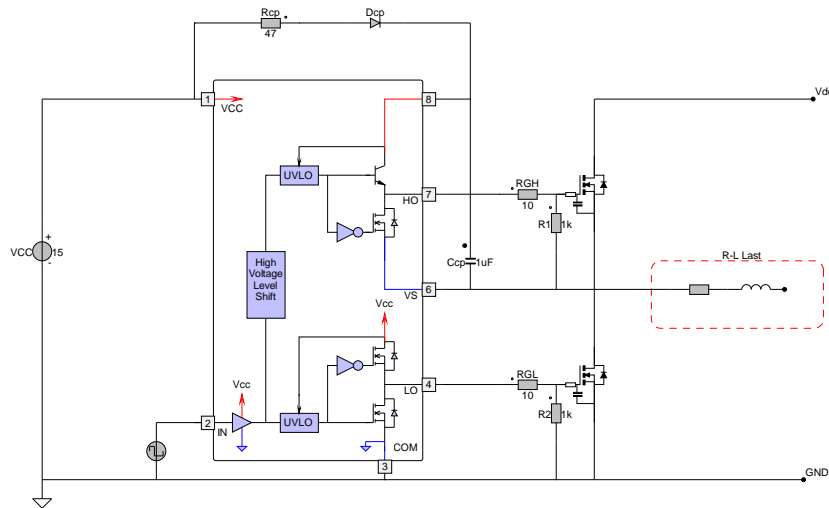
De frequentie is nu 2\* hoger omdat er binnen de periode  $T_s = \frac{1}{F_s}$  nu 2\* geschakeld wordt. Op  $t = k * T_s$  schakelt de linker leg, na  $t = k * T_s + T_s/2$  schakelt de rechter leg.



## 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.

Wat is reden dat de condensator  $C_{cp}$ , Diode  $D_{cp}$  en weerstand  $R_{cp}$  in deze schakeling is opgenomen en hoeveel lading  $Q = C \cdot V$  kan er maximaal in de  $C_{cp}$  opgeslagen worden?



$C_{cp}$ :

$D_{cp}$ :

$R_{cp}$ :

$Q =$

Antwoord:

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 piekstromen 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)

Voor de 6 IGBT's in een driefasen inverter zijn de verliezen per IGBT gemeten als 45Watt.

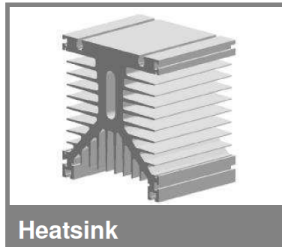
De totale thermische weerstand van de IGBT is volgens de datasheet  $R_{JC}^{th} = 0.2K/W$ .

De thermische weerstand van de isolatie en koelpasta tussen de IGBT en het koellichaam is  $R_{iso}^{th} = 0.05K/W$ .

Door het koellichaam is een luchtstroom met een constante temperatuur van 60 °C

De IGBT mag niet heter worden dan 125 °C.

P 3



Standard lengths	n	b / d Ø mm	$R_{thha}$ natural cooling	$R_{thha}$ with Fan SKF 3-230-01	w kg
			K/W	K/W	
P 3/120	1	20	0,55 (100W)	0,167	2,1
	3		0,43 (150W)	0,147	
	6		0,36 (180W)	0,12	
P 3/180	2	20	0,39 (150W)	0,132	3,1
	3		0,36 (180W)	0,12	
	6		0,33 (200W)	0,108	
	1		0,144	0,144	
P 3/300	3	34	0,118	0,118	5,3
	6		0,0847	0,0847	
	1		0,0847	0,0847	

Bereken de temperatuur van de junction van een IGBT

$$P_{verlies} = 45Watt \quad R_{JC}^{th} = 0.2K/W \quad R_{iso}^{th} = 0.05K/W$$

$$T_{luchtstroom} = 60^\circ C \quad T_{IGBT} < 125^\circ C$$

Antwoord:

Temperatuur op de heatsink is 6\*losses door het koellichaam bovenop de luchtstroom temperatuur

$$6 * 45 * (0.132) + 60$$

$$(270 * 0.132) + 60 = 35.64 + 60 = 95.64$$

$$\text{Per igbt } 45 * (0.2 + 0.05) = 45 * 0.25 = 11.25$$

$$95.64 + 11.25 = 106.89 = (\text{afgerond}) = 107^\circ C < 125^\circ C$$

Met dank aan een student die het correcte antwoord duidelijk kon uitrekenen:

Bereken de temperatuur van de junction van een IGBT

$$P_{verlies} = 45Watt \quad R_{JC}^{th} = 0.2K/W \quad R_{iso}^{th} = 0.05K/W$$

$$T_{luchtstroom} = 60^\circ C \quad T_{IGBT} < 125^\circ C$$

