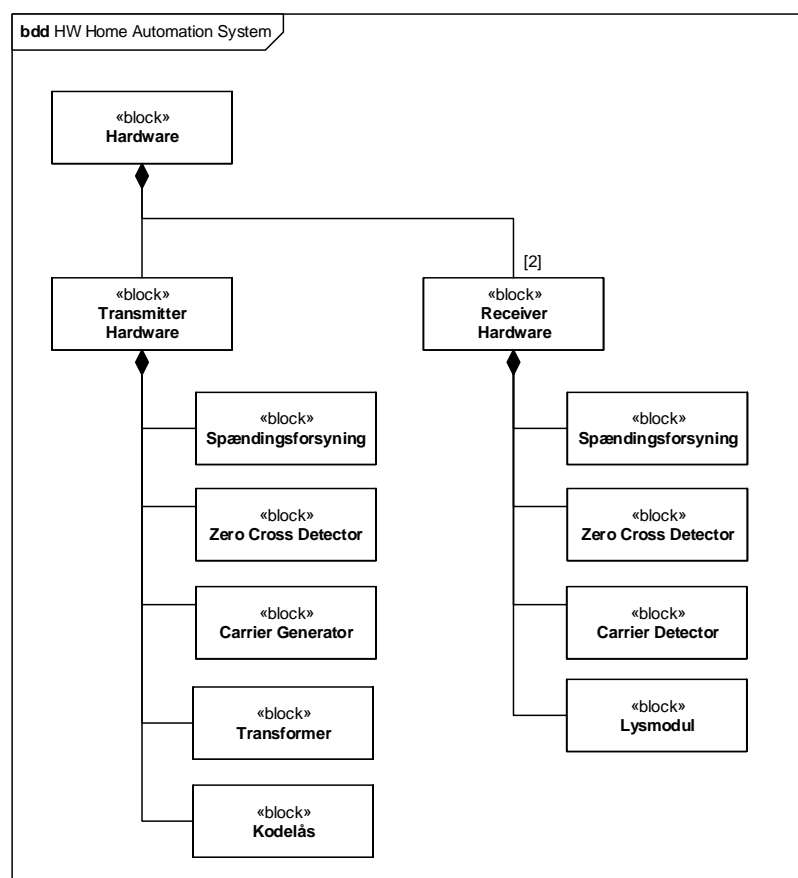


1 Hardware Design

1.1 Version

Dato	Version	Initialer	Ændring
01. December	1	LS	Første version af dokumentet
02. December	2	HBJ	Diverse design ændringer

Systemets hardware er opdelt i en transmitter- og to receiverdele. De underblokke der optræder flere steder i systemet, er ens og beskrives kun én gang. For samtlige diagrammer gælder, at de resterende inputs på IC'er, der ikke er vist, er koblet til stel.



Figur 1: BDD-diagram over hardware

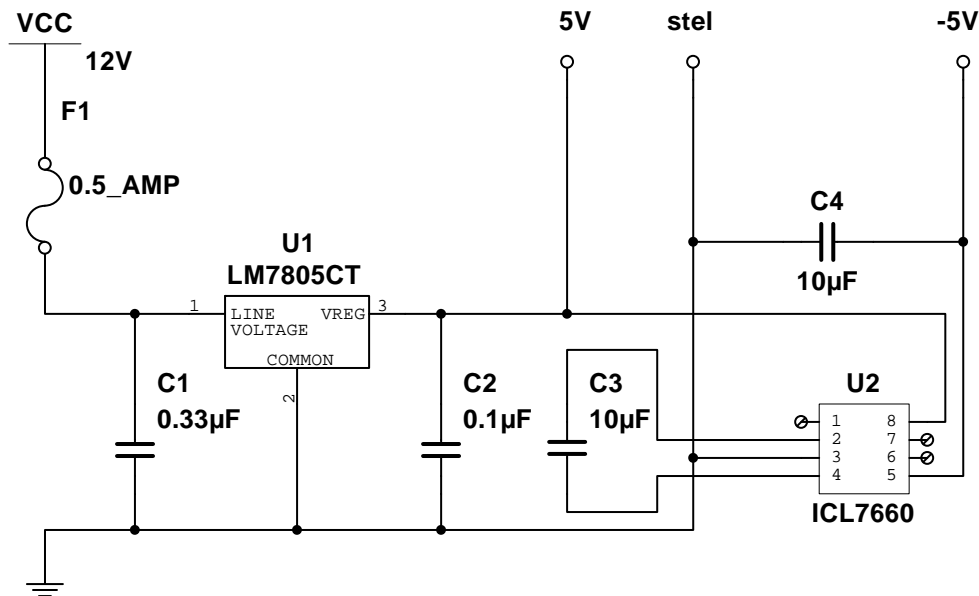
1.2 Transmitter

1.2.1 18V AC Transformer

Transformeren transformerer $230VAC$ til $18VAC$, således at det er muligt at simulere et elnet.

1.2.2 Spændingsforsyning

Systemet skal forsynes med en $5V$ og en $-5V$ spænding. Spændingsforsyningen forsynes med $12V$ DC fra en ekstern spændingskilde. Der er anvendt en positiv fastspændingsregulator ($LM7805$) og en spændings-inverter ($ICL7660$), og de er opsat jf. standardapplikationen i deres respektive datablade. $500mA$ er den mindste tilgængelige sikring, derfor er denne valgt, da der ikke forventes en samlet strøm, der er større end dette i nogen af de tre spændingsforsyninger (transmitter og to receiver). Dette giver et forholdsvis stort spændingsfald over spændingsregulatorerne, hvorfor disse monteres med køleplader. Kredsløbets design er vist i Figur 2.



Figur 2: Spændingsforsyning

1.2.3 Kodelås

Kodelåsen sender et *HIGH* signal ud på DE2-boardet's ben JP1-10 ($GPIO_0[9]$), når der ikke er indtastet tre rigtige koder. Så snart koderne er indtastet korrekt, vil dette signal skifte fra *HIGH* til *LOW*. Hvis der indtastes forkert kode 3 gange, vil kodelåsen gå i en permanent låsestand, som kræver manuel reset for at forsøge igen. Desuden er der fælles ground fra JP1-12 (*Ground*).

Denne komponent er lavet under en øvelse og er derfor ikke forklaret yderligere under dette afsnit.

1.2.4 Zerocross Detector

Zerocross detectoren (Figur 3) har til formål at toggle ZeroCrossDetect signalet, når der registreres en nul-gennemgang på $18VAC - 50Hz$ nettet. Kredsløbet består af et højpasfilter, to dioder, der har til formål at begrænse spændingen til $0.7V$ og en operationsforstærker. Operationsforstærkeren giver et output alt efter om inputtet på plus-benet er højere eller lavere end inputtet på minus-benet, der er koblet til stel.

Da der vil være risiko for prel i nul-gennemgangene på udgangen af operationsforstærkeren, opbygges kredsløbet som i Figur 3, således at der fremkommer en hysteres. Tærskelværdierne for hysteresen sættes til $\pm 100mV$ således at den samlede hysteres bliver $200mV$. På baggrund af dette

kan værdierne for R_2 og R_3 bestemmes.

Beregningerne er foretaget for det tilfælde, lige før en nedadgående nul-gennemgang finder sted.

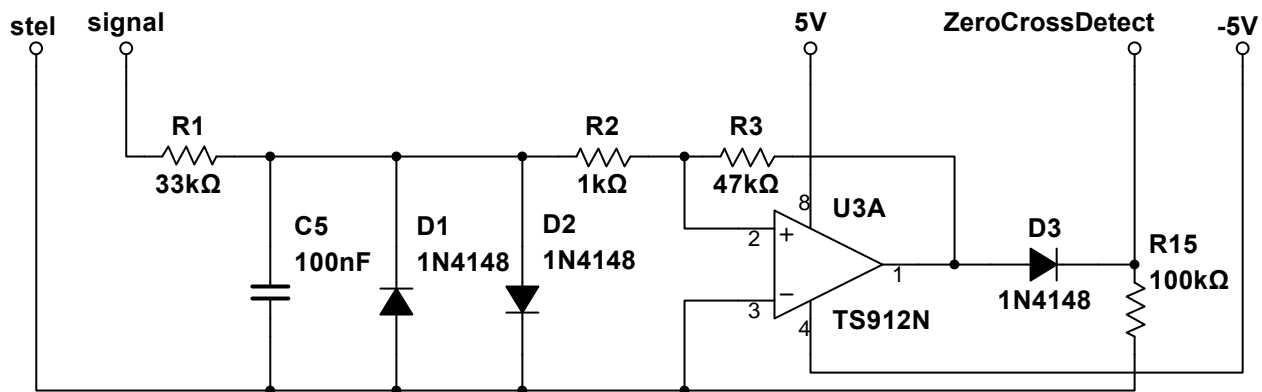
Spændingsfaldet over R_2 skal være $V_{R_2} = 100mV$

R_2 sættes til $1k\Omega$

Når operationsforstærkeren skal gå fra høj til lav er spændingen på udgangen $V_{out} = 5V$.

$$V_{R_2} = V_{out} \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_3} \Rightarrow R_3 = \frac{R_2 \cdot V_{out}}{V_{R_2}} - R_2 = \frac{1k\Omega \cdot 5V}{100mV} - 1k\Omega = 49k\Omega \approx 47k\Omega$$

For at undgå negativ spænding på ZeroCrossDetect signalet er der placeret en diode (D_3) som forhindrer dette. Der er et mindre spændingsfald over dioden, men dette har ingen betydning. Derudover er der forbundet en pull-down modstand (R_{15}) efter dioden for at undgå støj, på ZeroCrossDetect signalet, når operationsforstærkeren leverer negativ spænding.



Figur 3: Zerocross detector

For lavpasfiltret R_1 og C_5 fås overføringsfunktionen:

$$T_v(s) \approx \frac{\frac{1}{C_5 \cdot s}}{\frac{1}{C_5 \cdot s} + R_1} = \frac{\frac{1}{R_1 C_5}}{s + \frac{1}{R_1 C_5}}$$

For lavpasfiltret sættes knæfrekvensen til:

$$\omega_{c_1} = 2 \cdot \pi \cdot 50Hz = 100\pi \text{ rad/s}$$

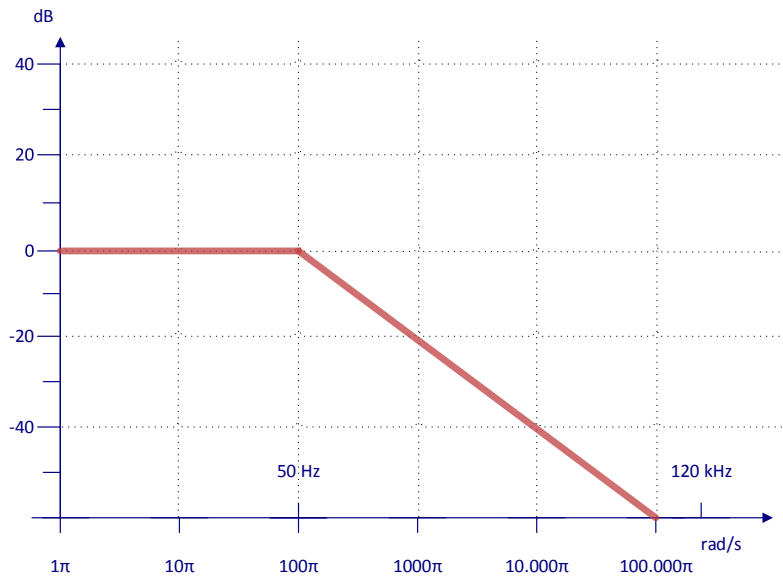
Det vides at knæfrekvensen ω_{c_1} svarer til leddet $\frac{1}{R_1 C_5}$

C_5 sættes til at være $100nF$, derfor:

$$R_1 = \frac{1}{\omega_{c_1} \cdot C_5} = \frac{1}{100\pi s^{-1} \cdot 100 \cdot 10^{-9}F} = 31.8k\Omega \approx 33k\Omega$$

Der opstilles et bodeplot med asymptotiske linjer for lavpasfiltret, Figur 4.

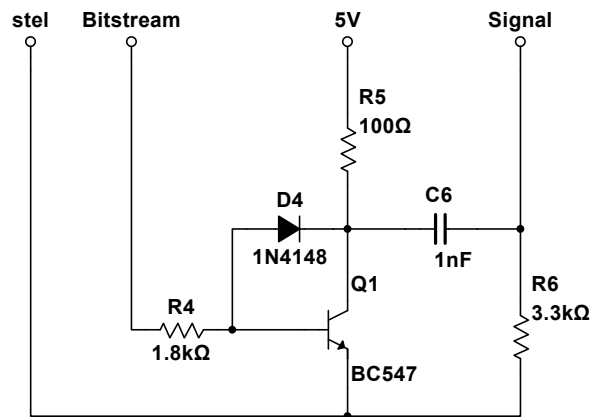
Gain i knæfrekvensen ω_{c_1} er $-3dB$, men det har ikke nogen funktionel betydning.



Figur 4: Bodeplot med asymptotiske linjer for lavpasfilter

1.2.5 Carrier Generator

For at transmitteren uforstyrret kan sende et 120kHz signal på el-nettet, designs et kredsløb der skal forhindre påvirkning fra $18\text{VAC} - 50\text{Hz}$ nettet på transmitter-hardwaren. Dette gøres vha. et højpasfilter, samt et transistor-kredsløb som set i Figur 5.



Figur 5: Carrier generator

Komponenternes værdier er udregnet på følgende måde:

For at transistoren er i mætning, skal basestrømmen I_b være max. 20 gange lavere end kollektorstrømmen I_c , dvs. transistorens β -værdi ≤ 20 . Der vælges en kollektor modstand $R_5 = 100\Omega$, derefter kan vi vælge en basemodstand der max er 20 gange større end kollektormodstanden, for at ovenstående krav er overholdt. Grunden til dette er at *Bitstream* har samme spænding som de 5V på spændingsforsyningen når den er HIGH.

Der vælges derfor en basemodstand $R_4 = 1.8k\Omega$, hvilket gør at der kun bliver trukket $\frac{5V}{1.8 \cdot 10^3 \Omega} = 2.8mA$ fra *Bitstream*. Basestrømmen bliver trukket fra STK500, og det ønskes derfor ikke at der bliver trukket en særlig stor strøm derfra.

Højpasfilter

For højpasfilteret på Figur 5 kan man opstille overføringsfunktionen:

$$T_v(s) \approx \frac{R_6}{\frac{1}{C_6 \cdot s} + R_6} = \frac{R_6 \cdot s}{\frac{1}{C_6} + R_6} = \frac{s}{\frac{1}{R_6 \cdot C_6} + s} = \frac{\frac{1}{R_6 \cdot C_6}}{\frac{1}{R_6 \cdot C_6} + s} \cdot \frac{s}{\frac{1}{R_6 \cdot C_6}}$$

Frekvensen der skal transmitteres igennem filteret er:

$$\omega_{120k} = 120kHz \cdot 2\pi = 240000\pi rad/s = 7.54 \cdot 10^5 rad/s$$

Frekvensen fra transformeren, som *ikke* skal kunne passere igennem filteret, er:

$$\omega_{50} = 50Hz \cdot 2\pi = 100\pi rad/s = 314.16 rad/s$$

Med denne viden fastsættes knækfrekvensen ω_{c_2} til:

$$\omega_{c_2} = 2\pi \cdot 50kHz = 100 \cdot 10^3 \pi rad/s$$

Derved bliver alle frekvenser under $100 \cdot 10^3 \pi rad/s$ dæmpet, og den endelige overføringsfunktion bliver således:

$$T_v(s) \approx \frac{100 \cdot 10^3 \pi rad/s}{100 \cdot 10^3 \pi rad/s + s} \cdot \frac{s}{100 \cdot 10^3 \pi rad/s}$$

For at bestemme komponentværdierne, fastsættes vores kondensator til $C_6 = 1nF$. Overføringsfunktionen er omskrevet, så den består af standardled, og man kan derfor fastslå følgende:

$$\omega_{c_2} = \frac{1}{R_6 \cdot C_6} \Leftrightarrow R_6 = \frac{1}{\omega_{c_2} \cdot C_6} = \frac{1}{100 \cdot 10^3 \pi rad/s \cdot 1 \cdot 10^{-9} F} = 3183\Omega \approx 3.3k\Omega$$

Der laves et bodeplot med asymptotiske linjer, Figur 6, for at se hvordan højpasfilteret vil dæmpe/forstærke forskellige frekvenser.

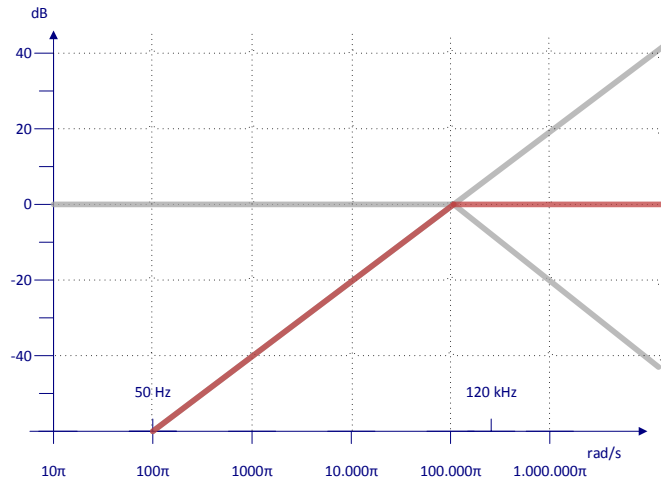
1.3 Receiver

1.3.1 Lysmodul

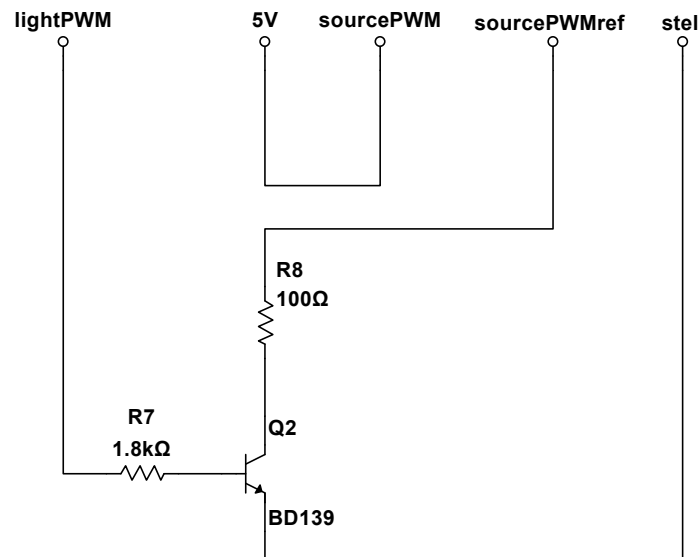
Transistoren Q_2 er i mætning og styrer derved PWM-signalet til lampen vha. PWM-signalet fra STK500. På den måde undgås det, at der trækkes strøm fra STK500 til lampen, og det giver mulighed for dæmpning af lysstyrken.

Modstandenes størrelser bestemmes ud fra samme metoder som under Carrier Generator på side 4.

$$R_8 = \frac{5V - V_{diode}}{I_{diode}} = \frac{5V - 2.1V}{0.03A} = 97\Omega \approx 100\Omega$$



Figur 6: Bodeplot med asymptotiske linjer for højpasfilter



Figur 7: Lysmodul

Som lampe anvendes en $L - 53YD$ Kingbright 5mm gul diode som jf. databladet har et spændingsfald på $2.1V$ og en anbefalet middelstrøm på $30mA$

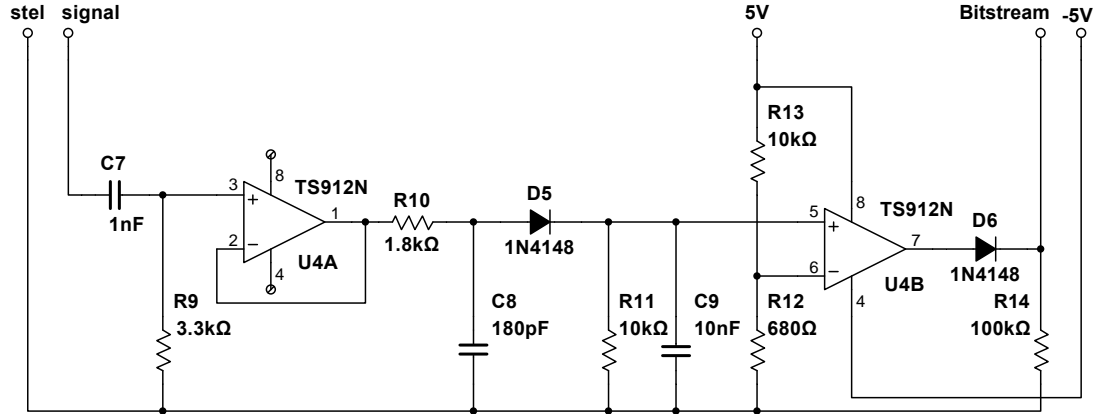
$$R_7 \leq \beta \cdot R_8 = 20 \cdot 100\Omega = 2000\Omega \approx 1.8k\Omega$$

1.3.2 Carrier Detector

Carrier detectoren kan deles op i 2 overordnede dele; et båndpasfilter og en envelope detector. Efter envelope detectoren er der desuden en operationsforstærker. Denne sætter udgangen til $5V$, når envelope udsender en spænding der er højere end referencespændingen på operationsforstærkerens negative input-ben, og $-5V$ når det er lavere. For at undgå negativ spænding på bitstream signalet,

er der koblet en diode på udgangen af operationsforstærkeren.

Båndpasfilteret består hhv. af et højpasfilter (C_7 og R_9), en ikke-inverterende opAmp uden forstærkning ($U3$) og et lavpasfilter (R_{10} og C_8).



Figur 8: Carrier detector

Båndpasfilter

For at isolere $120kHz$ signalet, benyttes et båndpasfilter. Filteret skal lade $120kHz$ passere, og frasortere alt andet, herunder $18VAC-50Hz$ nettet.

Det ønskes at filteret får følgende knækfrekvenser:

$$\omega_{c_2} = 2\pi \cdot 50 \cdot 10^3 Hz = 100\pi \cdot 10^3 rad/s$$

$$\omega_{c_3} = 2\pi \cdot 500 \cdot 10^3 Hz = 1\pi \cdot 10^6 rad/s$$

Da kaskadereglens skal være opfyldt, indsættes et forstærkningsled med en forstærkning på 1.

For båndpasfilteret på Figur 8, kan vi opstille følgende overføringsfunktion:

$$T_v(s) \approx \underbrace{\frac{R_9}{\frac{1}{C_7 \cdot s} + R_9}}_{\text{Højpas}} \cdot \underbrace{1}_{\text{Gain}} \cdot \underbrace{\frac{\frac{1}{C_8 \cdot s}}{\frac{1}{C_8 \cdot s} + R_{10}}}_{\text{Lavpas}}$$

Overføringsfunktionen består af tre dele; et højpasfilter, en forstærkning og et lavpasfilter. Det kan ses at højpasfilteret er det samme som beskrevet i transmitter-afsnittet, og at knækfrekvensen for disse er ens.

$$C_7 = 1nF$$

$$R_9 = \frac{1}{\omega_{c_2} \cdot C_7} = \frac{1}{100 \cdot 10^3 \pi rad/s \cdot 1 \cdot 10^{-9} F} = 3183\Omega \approx 3.3k\Omega$$

Lavpasfiltrets overføringsfunktion omregnes til standard form.

$$T_{lavpas}(s) \approx \frac{\frac{1}{C_8 \cdot s}}{\frac{1}{C_8 \cdot s} + R_{10}} = \frac{\frac{1}{R_{10} \cdot C_8}}{\frac{1}{R_{10} \cdot C_8} + s}$$

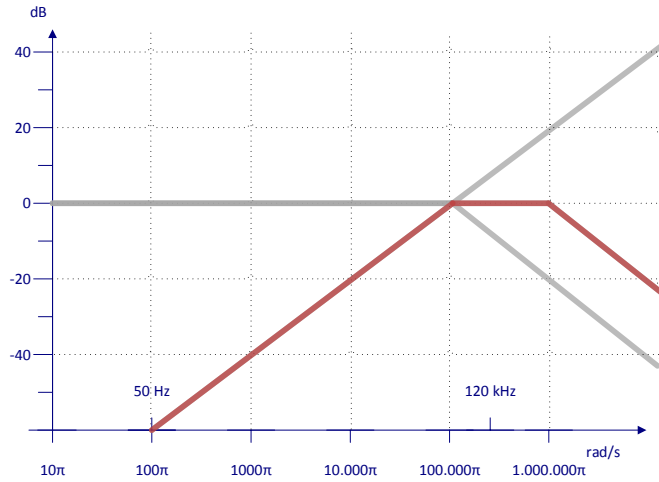
Da lavpasfilteret er på standardform, vides det at:

$$T_v(s) \approx \frac{\frac{1}{R_{10} \cdot C_8}}{\frac{1}{R_{10} \cdot C_8} + s} = \frac{\omega_{c_3}}{\omega_{c_3} + s}$$

Kondensatoren fastsættes til $C_8 = 180pF$

$$\omega_{c_3} = \frac{1}{R_{10} \cdot C_8} \Rightarrow R_{10} = \frac{1}{\omega_{c_3} \cdot C_8} = \frac{1}{\pi \cdot 10^6 rad/s \cdot 180 \cdot 10^{-12} F} = 1768 \Omega \approx 1.8k\Omega$$

Der opstilles et bodeplot med asymptotiske linjer for båndpasset, Figur 9.



Figur 9: Bodeplot med assymptotiske linjer for båndpasfilter

Envelope Detector

For at fortolke 120kHz signalet til et logisk signal, der går High når 120kHz signalet er til stede og Low når det ikke er til stede, er der tilkoblet en envelope detector efter båndpass filteret.

Envelope detectoren består af modstanden R_{11} , kondensatoren C_9 samt dioden D_5 . Dioden lader kun positive spændinger passere. Dette bevirker at i tilfælde af negative spændinger, aflades kondensatoren ikke hurtigere end ved 0V.

Hvert peak af inputtet vil oplade kondensatoren, der sørger for, at spændingen i punktet mellem dioden og kondensatoren holdes nær peakværdien. Modstanden i parallel med kondensatoren vil gradvist aflade kondensatoren. For at kondensatoren ikke aflades så hurtigt at spændingen falder til under den ønskede værdi imellem peaks fra 120kHz signalet, skal følgende forudsætning være opfyldt:

$$T \ll \tau$$

Hvor τ er forholdet mellem modstand og kondensator ($\tau = R_{11} \cdot C_9$). T er en tidsperiode ($T = f^{-1}$). Sættes der værdier ind, findes tidsperioden til:

$$T = \frac{1}{120kHz} \approx 8.3\mu s$$

Herefter bestemmes τ til at være $100\mu s$. Derved aflades kondensatoren langsomt nok til, at vi ikke kommer under den ønskede tærskel, men ikke for langsomt i forhold til næste nul-gennemgang på $18VAC-50Hz$ nettet.

Modstanden sættes til $10k\Omega$, dermed bliver kondensatorens størrelse:

$$C_9 = \frac{\tau}{R_{11}} = \frac{100 \cdot 10^{-6}s}{10 \cdot 10^3\Omega} = 10 \cdot 10^{-9}F = 10nF$$

Komparator

Ovenstående del af carrier detectoren er testet på fumlebræt ved brug af carrier generatoren. Ved testen måltes $480 - 600mV$ på envelope detectoren, ved detektion af $120kHz$ signal, og ca. $0V$ uden detektion af signal. Derfor er der lavet en spændingsdeler som giver OP-ampens inverterende indgang en reference på:

$$V_{ref} = 5V \cdot \left(\frac{R_{12}}{R_{12} + R_{13}} \right) = 5V \cdot \left(\frac{680\Omega}{680\Omega + 10 \cdot 10^3\Omega} \right) = 318mV$$

Dette betyder at der på OP-ampens udgang er $+5V$ hvis spændingen på envelope detectoren er over referencen, og $-5V$ hvis den er under referencen. For at undgå negativ spænding på bitstream signalet er der placeret en diode (D_6) som forhindrer dette. Der er et mindre spændingsfald over dioden, men dette har ingen betydning. Derudover er der forbundet en pull-down modstand (R_{14}) efter dioden for at undgå støj, på Bitstream signalet, når operationsforstærkeren leverer negativ spænding.