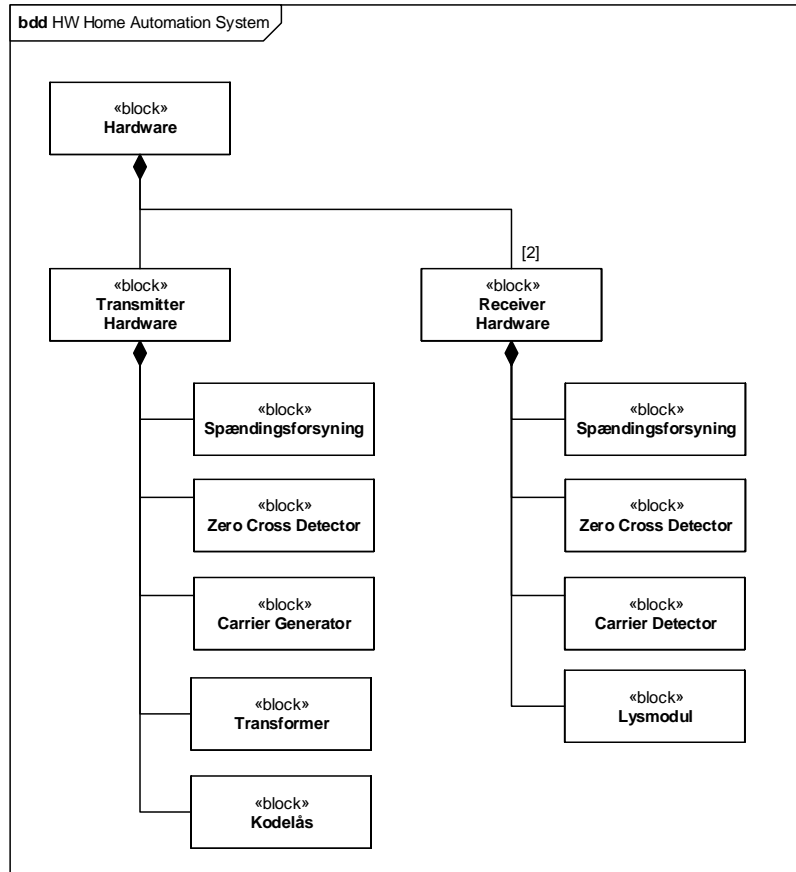


# 1 Hardware Design

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

## 1.1 Transmitter

### 1.1.1 18V AC Transformer

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

### 1.1.2 Spændingsforsyning

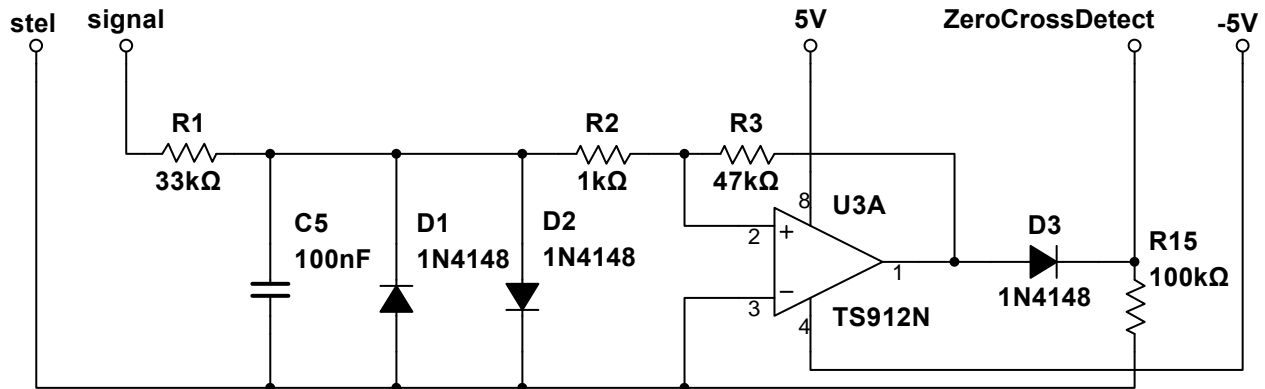
Spændingsforsyningen skal forsyne systemet med  $5V$  og  $-5V$ . Spændingsforsyningen forsynes med  $12V DC$  fra en ekstern spændingskilde. Der er anvendt en positiv fastspændingsregulator ( $LM7805$ ) og en spændings-inverter ( $ICL7660$ ), og de er opsat jf. standardapplikationen i deres respektive 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

The diagram shows a 5V regulator circuit with a 50mA load. The input is 12V, which passes through a 0.5A fuse (F1) to the LM7805CT regulator (U1). The regulator's output is 5V. This 5V output is connected to the input of the ICL7660 inverter (U2). The inverter's output is -5V. The circuit includes several capacitors for filtering: C1 (0.33µF) at the input of the regulator, C2 (0.1µF) at the output of the regulator, C3 (10µF) at the input of the inverter, and C4 (10µF) at the output of the inverter. The inverter is configured with its input and output capacitors connected to the 5V and -5V rails, respectively.

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 plaseret 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 ( $R_{15}$ ) for at undgå eventuelt støj efter dioden.



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:

$$\omega_{c1} = 2 \cdot \pi \cdot 50Hz = 100\pi \text{ rad/s}$$

Det vides at knæfrekvensen  $\omega_{c1}$  svarer til leddet  $\frac{1}{R_1 C_5}$

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

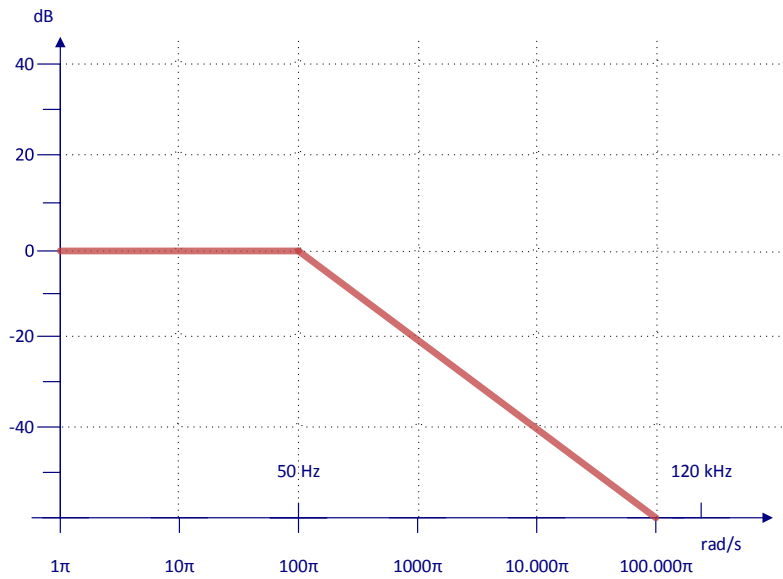
$$R_1 = \frac{1}{\omega_{c1} \cdot C_5} = \frac{1}{100\pi s^{-1} \cdot 100 \cdot 10^{-9}F} = 31.8k\Omega \approx 33k\Omega$$

Der opstilles et bodeplot med asymptotiske linjer for lavpasfiltret.

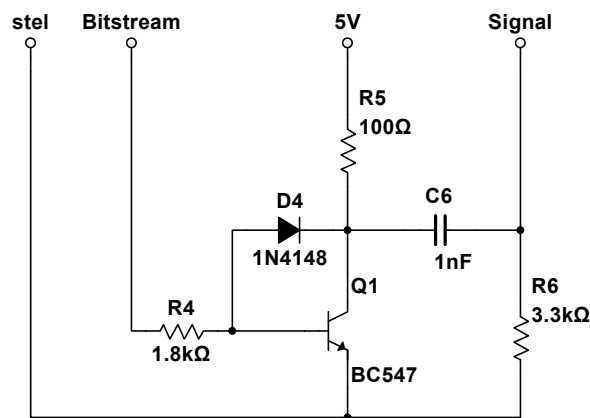
Gain i knæfrekvensen  $\omega_{c1}$  er  $-3dB$ , men det har ikke nogen funktionel betydning.

### 1.1.5 Carrier Generator

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



Figur 4: Bodeplot med asymptotiske linjer for lavpasfilter



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  $\beta$ -værdi  $\leq 20$ . 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. Det bliver opfyldt med denne basemodstand.

## 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 knæfrekvensen  $\omega_{c_2}$  til:

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

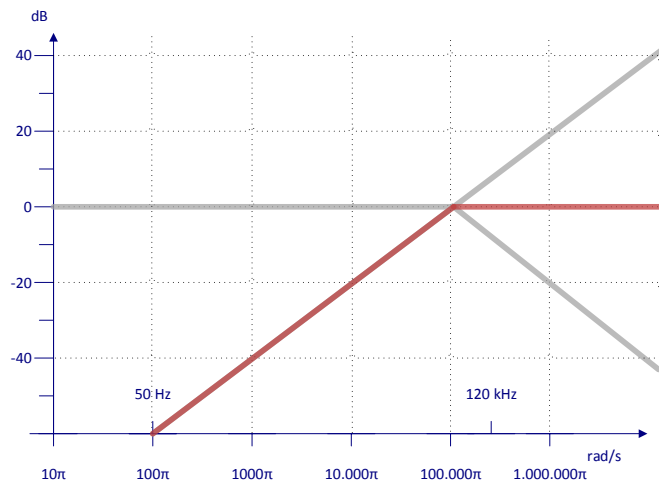
Derved bliver alle frekvenser under  $100 \cdot 10^3 \pi rad/s$  dæmpet, og den endelige overføringsfunktion bliver således:

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

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:

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

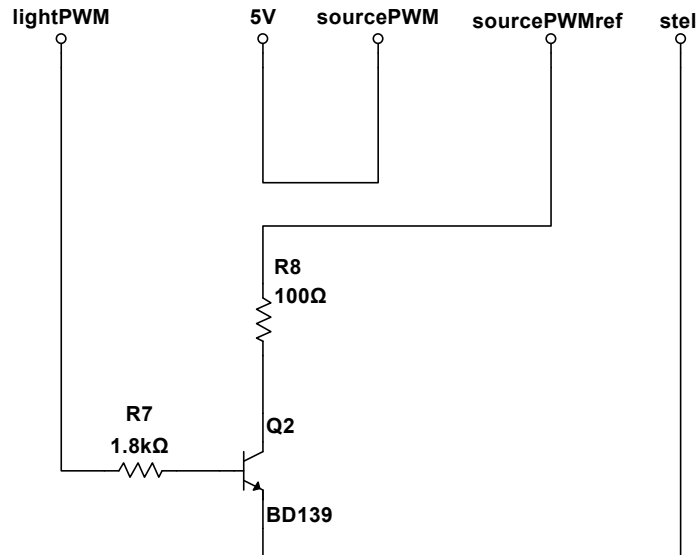
Der laves et bodeplot med asymptotiske linjer (Figur 6), for at se hvordan højpasfilteret vil dæmpe/forstærke forskellige frekvenser.



Figur 6: Bodeplot med asymptotiske linjer for højpasfilter

## 1.2 Receiver

### 1.2.1 Lysmodul



Figur 7: 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 3.

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

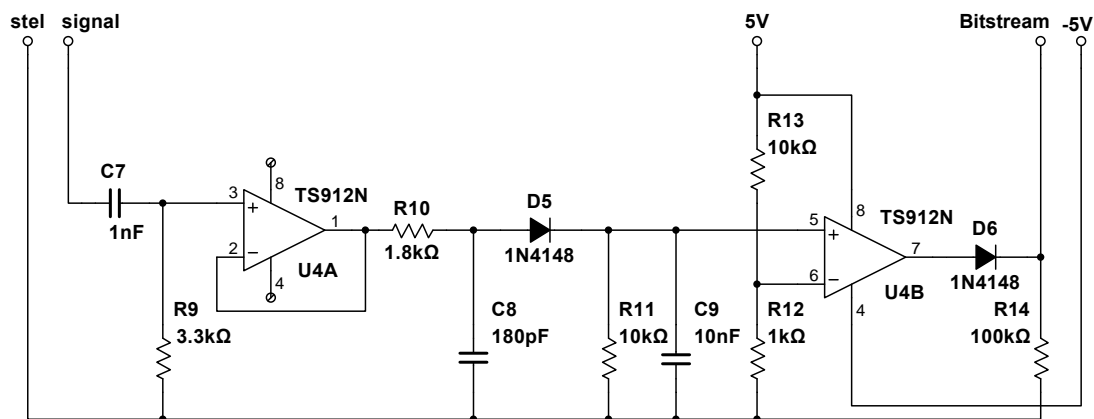
Som lampe anvendes en  $L - 53YD$  Kingbright 5mm gul diode som jf. databladet har et spændingsfald på  $2.1V$  og typisk strøm på  $30mA$

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

### 1.2.2 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, der sætter udgangen til  $5V$ , når der detekteres en  $120kHz$  envelope, og  $-5V$  når dette ikke detekteres. 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 vores  $120\text{kHz}$  signal, benyttes et båndpasfilter. Filteret skal lade  $120\text{kHz}$  passere, og frasortere alt andet, herunder  $18\text{VAC}-50\text{Hz}$  nettet.

Det ønskes at filteret får følgende knækfrekvenser:

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

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

Da kaskadereglen 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.

$$C_7 = 1\text{nF}$$

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

Lavpasfiltrets overføringsfunktion omregnes til standard form.

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

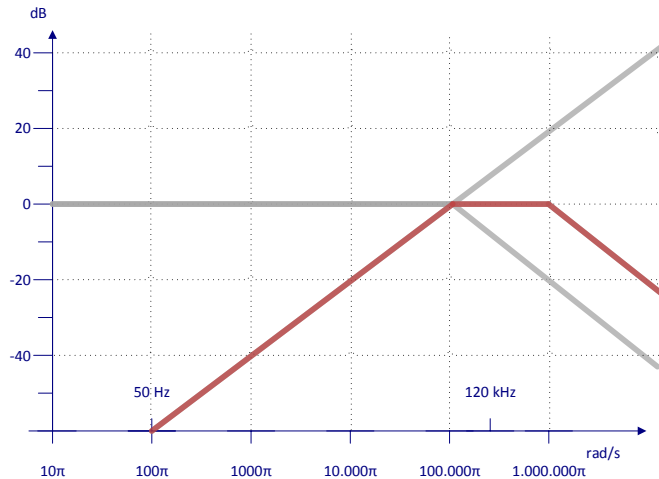
Da lavpasfilteret er på standardform, vides det at:

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

Kondensatoren fastsættes til  $C_8 = 180pF$

$$\omega_{c3} = \frac{1}{R_{10} \cdot C_8} \Rightarrow R_{10} = \frac{1}{\omega_{c3} \cdot C_8} = \frac{1}{\pi \cdot 10^6 \text{ rad/s} \cdot 180 \cdot 10^{-12} F} = 1768 \Omega \approx 1.8k\Omega$$

Der opstilles et bodeplot med asymptotiske linjer for båndpasset.



Figur 9: 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  $\tau$  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  $\tau$  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:



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

## Komparator

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

$$V_{ref} = 5V \cdot \left( \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{13}} \right) = 5V \cdot \left( \frac{1 \cdot 10^3 \Omega}{1 \cdot 10^3 \Omega + 10 \cdot 10^3 \Omega} \right) = 455 mV$$

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 ( $R_{14}$ ) for at undgå eventuelt støj efter dioden.