



# DC DESIGNFORLØB

## Effektforsyningen

Effektforsyningen planlægges med start ved udgangen. Ved en effekt på 30W i 8Ω skal udgangsspændingen være  $V_{O\text{ RMS}} = 15,5\text{V}$  med amplituden  $V_O = 22\text{V}$ . Der skal være plads til to basis-emitter strækninger for udgangstrinnet, noget lignende til den øvrige elektronik og ripple i effektforsyningen og 10% på netspændingen så effektforsyningen bør placeres cirka 5V højere end kravet til  $V_O$  og det giver værdien til +27V.

$$P_O := 30 \text{ W} \quad R_L := 8 \Omega$$

$$P_O = \frac{V_{rms}^2}{R_L} \quad V_{rms} := \sqrt{P_O \cdot R_L} = 15.49 \text{ V}$$

$$V_O := V_{rms} \cdot \sqrt{2} = 21.91 \text{ V}$$

$$V_{CC} := 1.1 \cdot 22 \text{ V} + 2 \cdot 0.7 \text{ V} + 2 \cdot 0.7 \text{ V} = 27 \text{ V}$$

$$V_{EE} := -V_{CC} = -27 \text{ V}$$

## Strømniveauet

Strømniveauet i udgangstrinnet estimeres. Med 8Ω som den nominelle belastning bør der tages udgangspunkt i  $R_L = 6\Omega$  da en højttaler har en svingpole der har en DC modstand  $R_{DC}$  på typisk 80% af den nominelle værdi.

Strømmens spidsværdi bliver  $I_{O\text{ PEAK}} = 3,65\text{A}$  og der må forventes en middelstrøm fra effektforsyningen på  $I_{DC} = 1,16\text{A}$ . Hvis den værdi holder så bliver den tilførte effekt på 67W ved 30W afgivet i nominelt 8Ω og virkningsgraden er 45%.

$$R_L := 6 \Omega$$

$$I_{O\text{PEAK}} := \frac{V_O}{R_L} = 3.65 \text{ A}$$

$$I_{DC} := \frac{I_{O\text{PEAK}}}{\pi} = 1.16 \text{ A} \quad I_{DC} \text{ half wave}$$

$$P_{CC} := V_{CC} \cdot (I_{O\text{PEAK}} - I_{DC}) = 67.21 \text{ W}$$

$$\eta := \frac{P_O}{P_{CC}} \cdot 100 = 44.64$$

## Effekttabet

Effekttabet i udgangstransistorerne  $T_{10}$  og  $T_{11}$  bliver 24W samlet og derfor forventes et tab på 12W i hver transistor. Det danner udgangspunktet for en senere beregning af køleprofilen.

$$P_T := \left( \frac{2}{\pi} \right) \frac{V_{CC} \cdot V_O}{R_L} - \frac{V_O^2}{2 R_L} = 22.76 \text{ W} \quad P_T := 0.4 \cdot \frac{V_{CC}^2}{2 R_L} = 24.3 \text{ W}$$

### Drivertrinnet

Drivertrinnet skal levere basisstrømmen til udgangstransistorerne 2N3055 og MJ2955 og med  $\beta_{10} = \beta_{11} = 20$  som strømforstærkning i  $T_{10}$  og  $T_{11}$  behøves en strøm på 183mA så der afsættes 1/20 af effekttabet i drivertransistorerne  $T_8$  og  $T_9$  eller 0,6W i hver transistor.

Man bør være meget konservativ og dimensionere efter en transistor der kan håndtere mindst 1W da effekten varierer som funktion af udgangsspændingen. Der bruges en transistor på 10W uden et køleprofil og ellers må man planlægge køling af disse transistorer.

$$\beta_{10} := 20$$

$$I_B := \frac{I_{OPEAK}}{\beta_{10}} = 182.57 \text{ mA}$$

$$P_{TO} := \frac{P_T}{20} = 1.22 \text{ W}$$

$$P_{T9} := \frac{P_{TO}}{2} = 0.61 \text{ W}$$

### Basisstrømmen

Basisstrømmen til drivertrinnet er 5 mA ved en strømforstærkning på  $\beta_8 = \beta_9 = 40$ .

$$\beta_8 := 40$$

$$I_B := \frac{183 \text{ mA}}{\beta_8} = 4.58 \text{ mA}$$

Modstanden  $R_E$  i strømkilden

$$I_C = \frac{U_{BE}}{R_E} \xrightarrow{\text{solve, } R_E} \frac{U_{BE}}{I_C}$$

$$R_E := \frac{0.7 \text{ V}}{4.58 \text{ mA}} = 153 \text{ } \Omega$$

### Indgangstrinnet

Indgangstrinnet skal levere basisstrømmen til  $T_5$  som med  $\beta_5 = 420$  er på 25  $\mu$ A. Der bør vælges en mange gange højere strøm i den fælles emitter for at holde differentialtrinnets balance nær ved fifty-fifty så strømmen vælges til  $I_E = 5 \text{ mA}$ . Det indstilles ved modstanden  $R_E$  til 5,1k $\Omega$ .

$$I_E := 5 \text{ mA}$$

$$R_E := \frac{27 \text{ V} - 0.7 \text{ V}}{I_E} = 5.26 \text{ k}\Omega$$

$$R_E := 5.1 \text{ k}\Omega$$

### Forstærkningen

Forstærkningen indstilles så fuld udstyring på  $V_{O\text{ RMS}} = 15,5\text{ V}$  opnås ved  $V_{I\text{ RMS}} = 0,5\text{ V}$  på indgangen og indstilles af  $A_{CL} = 1 + R_6/R_5 = 31$ . Et valg af  $R_3 = 1\text{ k}\Omega$  giver  $R_4 = 30\text{ k}\Omega$ .

$$A_{CL} := \frac{15.5}{0.5} = 31$$

$$R_3 := 1\text{ k}\Omega$$

$$A_{CL} = 1 + \frac{R_4}{R_3} \xrightarrow{\text{solve, } R_4} 30 \cdot \text{k}\Omega$$

## AC DESIGNFORLØB

### Den lave grænsefrekvens

Den lave grænsefrekvens fastsættes af  $C_1$  og  $R_2$  til 1,6Hz og kondensator  $C_4$  skal blot være "stor" så spændingsvariationen over den bliver "lille" i sammenligning med værdien over  $R_5$  for at holde forvrængningen nede. Det skyldes at en aluminium elektrolyt kondensator ikke er en lineær komponent. En typisk værdi på 100  $\mu\text{F}$  giver 1,6 Hz.

$$C_1 := 10\text{ }\mu\text{F}$$

$$C_4 := 100\text{ }\mu\text{F}$$

$$R_2 := 10\text{ k}\Omega$$

$$R_3 := 1\text{ k}\Omega$$

$$f_1 := \frac{1}{2 \pi \cdot R_2 \cdot C_1} = 1.6\text{ Hz}$$

$$f_2 := \frac{1}{2 \pi \cdot R_3 \cdot C_4} = 1.6\text{ Hz}$$

### Transkonduktansen

Transkonduktansen  $g_m$  i differentialtrinnet  $T_1 \dots T_4$  beregnes til 96mS.

$$I_E := 5\text{ mA}$$

$$U_T := 26\text{ mV}$$

$$g_m := \frac{I_E}{2 \cdot U_T} = 0.096\text{ S}$$

### Åben-sløjfe forstærkningen

Åben-sløjfe forstærkningen beregnes fra transkonduktansen, strømforstærkningen i  $T_5$  og indgangsmodstanden på udgangstrinnet ved basis af  $T_8$  og  $T_9$  der giver et estimat på  $R_C$  i formen.

Indgangsmodstanden for en emitterfølger er belastningen  $R_L$  gange med den samlede strømforstærkning til  $R_C = 4,8 \text{ k}\Omega$ . DC forstærkningen beregnes derefter til  $A_{DC} = 194\ 000$  ved en belastning på  $R_L = 6 \Omega$ .

$$\beta_8 := 40$$

$$\beta_{10} := 20$$

$$R_C := \beta_8 \cdot \beta_{10} \cdot 6 \Omega = 4.8 \text{ k}\Omega$$

$$\beta_5 := 420$$

$$A_{DC} := g_m \cdot \beta_5 \cdot R_C = 193.8 \cdot 10^3$$

### Kompenseringen

Kompenseringen skal sikre stabilitet ved at reducere forstærkningen til en ved den laveste af de høje poler der antages givet af  $R_C$  og  $C_\mu$  for  $T_5$ ,  $T_8$  og  $T_9$  i parallel.

Ved en værdi på  $10 \text{ pF}$  findes  $f_H = 3,3 \text{ MHz}$  og den dominerende pol  $f_0$  findes til  $17 \text{ Hz}$ . Ved den aktuelle forstærkning på  $A_{CL} = 31$  kan den dominerende pol  $f_P$  findes til  $530 \text{ Hz}$  som er tilstrækkelig for stabilitet.

Herefter beregnes  $C_6$  til  $150 \text{ pF}$ .

$$C_\mu := 10 \text{ pF}$$

$$f_H := \frac{1}{2 \pi \cdot R_C \cdot C_\mu} = 3.3 \text{ MHz}$$

$$f_0 := \frac{f_H}{A_{DC}} = 17.1 \text{ Hz}$$

$$f_P := A_{CL} \cdot f_0 = 530.25 \text{ Hz}$$

$$\frac{f_H \cdot A_{CL}}{4 A_{DC}} = 132.56 \text{ Hz}$$

$$f_0 \leq \frac{f_H \cdot A_{CL}}{4 A_{DC}}$$

$$f_0 \leq 132 \text{ Hz}$$

$$C_C := \frac{1}{2 \pi \cdot f_P \cdot \beta_5 \cdot R_C} = 148.88 \text{ pF}$$

### Slew rate

Slew rate værdien bliver  $SR = 27 \text{ V}/\mu\text{s}$  der fuldt tilstrækkelig for musikformat som er begrænset til  $2 \text{ V}/\mu\text{s}$  ved frekvensen  $20 \text{ kHz}$

$$SR = 2 \pi \cdot f \cdot V_O = 2 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$$

$$SR := \frac{I_E}{C_C} = 33.58 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$$