

Grundlagen der Elektronik

10.10.2016

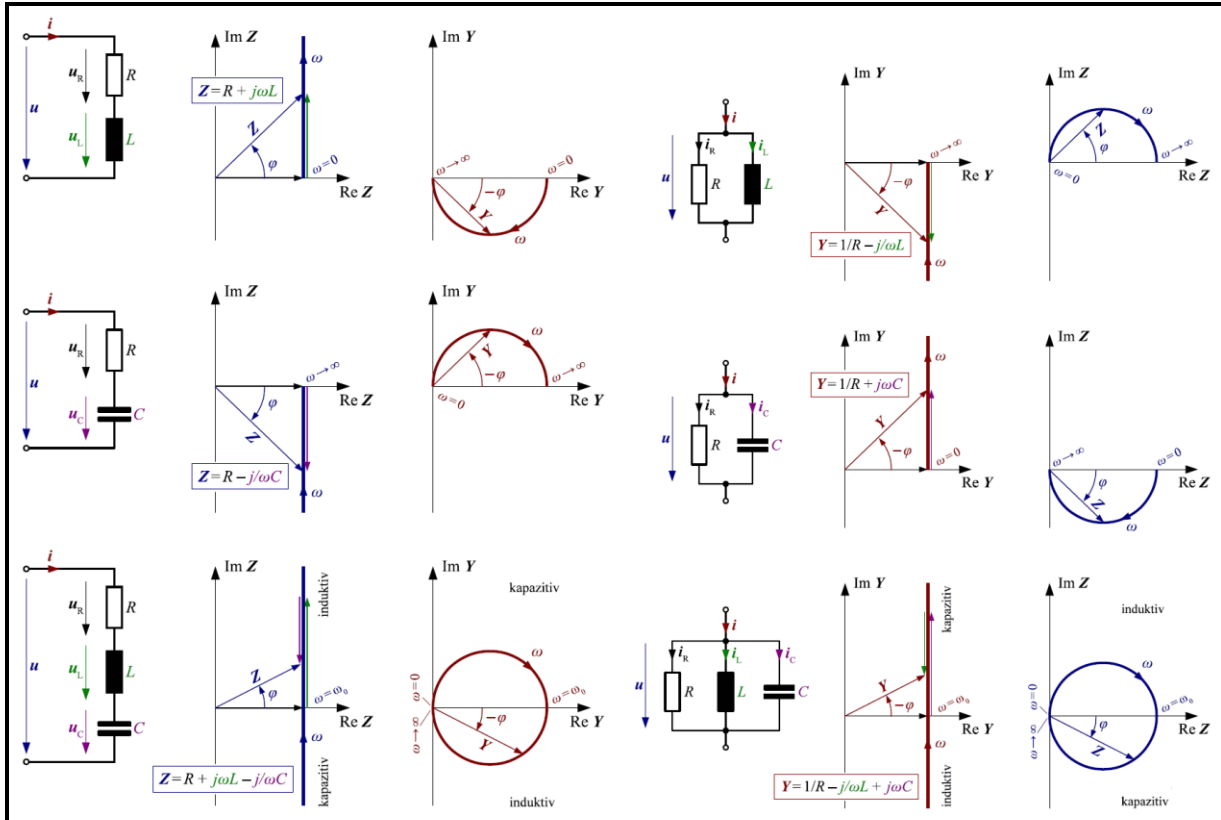
Gleichstromtechnik:

Strom:	$I = \frac{dQ}{dt} = \frac{ e dn}{dt} = e \frac{nA ds}{dt} = e nA \frac{ds}{dt} = e nA v_D = e nA \mu E = e nA \mu \frac{U}{l} = e n \mu \frac{A}{l} U; [A]$	Spannung:	$U = \phi_A - \phi_B [V]$
Widerstand und Leitwert	$I = e n \mu \frac{A}{l} U \Rightarrow I = GU = \frac{1}{R} U; R = \rho \frac{l}{A} \dots \text{Widerst. } [\Omega]; G = \sigma \frac{A}{l} \dots \text{Leitwert } [S]$	Ohmsches Gesetz:	$U = RI$ (merke: „URI“)
Kirchhoff'sche Knotenregel	$\sum I_i = 0$ bzw. $\sum I_i^{zu} = \sum I_i^{ab}$ (wegen Ladungserhaltung)	Kirchhoff'sche Maschenregel:	$\sum U_i = 0$ (weil $\oint \vec{E}(\vec{s}) d\vec{s} = \vec{0}$)
<p>(1) Spannungspfeile an allen Spannungsquellen von plus nach minus einzeichnen (2) Strompfeile an allen Stromquellen einzeichnen (3) Vermutete Stromrichtung aller Ströme an allen Knoten einzeichnen (kein Problem, wenn Richtung falsch) (4) Spannungspfeile an allen Widerständen <u>parallel zur eingezeichneten Stromrichtung</u> einzeichnen (5) GLS mit Knoten- und Maschenregel aufstellen (alle Knoten minus einer sind nötig) (6) Ersetze im GLS die Spannungen an den Widerständen durch $U_i = R_i I_i$ (7) GLS lösen</p>			
Widerstände in Serie:	$R_{ges} = \sum R_n$ durch alle Widerstände fließt derselbe Strom.	Spannungsteiler:	$\frac{U_n}{U_{ges}} = \frac{R_n}{R_{ges}}$; bei zwei Widerständen: $\frac{U_1}{U_2} = \frac{R_1}{R_2}$
Widerstände parallel:	$\frac{1}{R_{ges}} = \sum \frac{1}{R_n}; R_{ges} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ An allen Widerst. liegt dieselbe Spannung an	Stromteiler:	$\frac{I_n}{I_{ges}} = \frac{R_{ges}}{R_n}$; bei zwei Widerständen: $\frac{I_1}{I_2} = \frac{R_2}{R_1}$
Stern-Dreieck:	$R_{AC} = \frac{R_A R_B + R_A R_C + R_B R_C}{R_B}; R_{AB} = \frac{R_A R_B + R_A R_C + R_B R_C}{R_C}; R_{BC} = \frac{R_A R_B + R_A R_C + R_B R_C}{R_A}$		
Dreieck-Stern:	$R_A = \frac{R_{AC} R_{AB}}{R_{AB} + R_{AC} + R_{BC}}; R_B = \frac{R_{AB} R_{BC}}{R_{AB} + R_{AC} + R_{BC}}; R_C = \frac{R_{AC} R_{BC}}{R_{AB} + R_{AC} + R_{BC}}$		
Spannungsquelle:	<i>Ideal:</i> $R_i = 0, U = const.$ <i>Real:</i> R_i in Serie. $I \uparrow \Rightarrow U \downarrow$	Stromquelle:	<i>Ideal:</i> $R_i \rightarrow \infty, I = const.$ <i>Real:</i> R_i parallel. $U \uparrow \Rightarrow I \downarrow$
Ersatz-zweipol: Spannungsqu. mit $R_i; U = U_{LL} - R_i I$ Stromqu. mit $R_i; I = I_{KS} - \frac{U}{R_i}; U_{LL} = I_{KS} R_i$			
Superpositionsprinzip: Nacheinander alle Spannungs- u. Stromquellen bis auf jeweils eine entfernen und mit R_i ersetzen. Aufsummieren.			
Wheatstone-Brücke: Abgeglichen, wenn $\frac{R_{LO}}{R_{LU}} = \frac{R_{RO}}{R_{RU}}$. Innenwiderstand: Spannungsquelle durch KS ersetzen; $R = (R_{LO} R_{LU}) + (R_{RO} R_{RU})$			
Voltmeter	ideal: $R_i \rightarrow \infty$.	Erweiterung Messbereich:	R_s in Serie schalten. Z.b. Verzehnfachung: $R_s = 9R_i \Rightarrow R_{ges} = 10R_i$.
Amperemeter	ideal: $R_i = 0$	Erweiterung Messbereich:	R_p parallel schalten. Z.b. Verzehnfachung: $R_p = \frac{1}{9} R_i \Rightarrow R_{ges} = \frac{1}{10} R_i$.
Stromrichtige Messung:	Amperemeter auf Verbraucherseite; Strommessung OK; Voltmeter misst um $U_A = R_{iA} I_i$ zu viel (subtrahieren!)		
Spannungsrichtig (besser)	Voltmeter auf Verbraucherseite; Spannungsmessung OK; Amperemeter misst um $I_V = \frac{U_V}{R_{iV}}$ zu viel (subtrahieren!)		
Leistung:	$P = N \frac{dW_e}{dt} = N \frac{eE ds}{dt} = NeE v_D = nV e E v_D = nA l e E v_D = El A v_D n e = \frac{U}{l} l \cdot I \Rightarrow P = UI$ (Merke: „PFUI“) = $I^2 R = \frac{U^2}{R} [W]$		
Leistungsanpassung: Leistung an R_L wird maximal, wenn $R_L = R_i$			

Wechselstromtechnik:

Impedanz	$Z = R + jX$; R...Wirkwiderstand (Resistanz), X...Blindwiderstand (Reaktanz)	$\varphi = \arctan \frac{Im}{Re} = \arctan \frac{X}{R}$
Admittanz	$Y = \frac{1}{Z} = G + jB$; G...Wirkleitwert (Konduktanz), B...Blindleitwert (Suszeptanz)	$Z = \sqrt{R^2 + X^2}; \hat{u} = Zi; \varphi_u = \varphi + \varphi_i$
Induktivität	$L = \mu_r \mu_0 N^2 \frac{A}{l}$ [H] = [Ωs]; $u_L = L \frac{di_L}{dt}; i_L = \frac{1}{L} \int u_L(t) dt + i_0$ Strom eilt Spannung nach ⇒ $\varphi_i < 0$	
Induktivitäten in Serie:	$L_{ges} = \sum L_n$ Induktivitäten parallel: $\frac{1}{L_{ges}} = \sum \frac{1}{L_n} = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$	
Kapazität:	$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d}$ [F] = $\frac{[s]}{[\Omega]}$; $i_C = \frac{dq}{dt} = C \frac{du_C}{dt}; u_C = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt + u_0$ Spannung eilt Strom nach ⇒ $\varphi_i > 0$; Strom eilt vor $\varphi_i > 0$;	
Kapazitäten in Serie:	$\frac{1}{C_{ges}} = \sum \frac{1}{C_n} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ Kapazitäten parallel: $C_{ges} = \sum C_n$	
RLC Serie	$u_R + u_L + u_C - u = 0 \Rightarrow u(t) = R i(t) + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i(t) dt + u_C(0) \Rightarrow \frac{du}{dt} = L \frac{d^2 i}{dt^2} + R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i$	
Energie Induktivität	$W = \int u(t) i(t) dt = \int L \frac{di_L}{dt} i_L dt = L \int i_L di_L = L \frac{i_L^2}{2}$ Energie	Kapazität $W = \int u(t) i(t) dt = \int u_C C \frac{du_C}{dt} dt = C \int u_C du_C = C \frac{u_C^2}{2}$
Effektivwerte	$U_{eff} = \sqrt{\overline{u^2}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} = \frac{\hat{u}}{\sqrt{2}}; I_{eff} = \sqrt{\overline{i^2}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \frac{\hat{i}}{\sqrt{2}}$	
Wirkleistung	$P_W = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) i(t) dt = U_{eff} I_{eff} \cos \varphi = I_{eff}^2 R \Rightarrow$ Beim Verbraucher wirklich nutzbare Leistung.	
Blindleistung	$P_B = U_{eff} I_{eff} \sin \varphi = I_{eff}^2 X \Rightarrow$ Der Teil der Leistung, der „zurückfließt“ und beim Verbraucher nicht nutzbar ist.	
Scheinleist.	$P_S = U_{eff} I_{eff} = \sqrt{P_W^2 + P_B^2} \Rightarrow$ „Naiv“ berechnete Leistung, die aber tatsächlich insgesamt die Stromleitungen belastet.	
Reale C u. L	$D = \tan \delta = \frac{P_W}{P_B} = \frac{i^2 R_S}{i^2 X_S} = \frac{R_S}{X_S}; Q = \frac{1}{D}; R_p = (1 + Q^2) R_S; D \dots$ Dämpfung; $\delta \dots$ Verlustwinkel; $Q \dots$ Güte	
Wheatstone-Brücke	$\frac{Z_{LO}}{Z_{LU}} = \frac{Z_{RO}}{Z_{RU}} \Leftrightarrow \left(\frac{ Z_{LO} }{ Z_{LU} } = \frac{ Z_{RO} }{ Z_{RU} } \right) \wedge (\varphi_{LO} - \varphi_{LU} = \varphi_{RO} - \varphi_{RU})$	
RLC Serienschwingkreis	$Z = R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) = R(1 + jQv); v = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$ Güte: $Q = \frac{P_B}{P_W} = \frac{(I_{eff}^2)_{X_{res}}^{L/C}}{(I_{eff}^2)_{R}} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 C R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$; Dämpfung $D = \frac{1}{Q}$	
Resonanz:	$\text{Im}(Z) = 0 \Leftrightarrow \omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow Z \rightarrow \min.; I \rightarrow \max.; \varphi = 0^\circ; \frac{i_C/L}{i} \approx \frac{Q}{\sqrt{1+(Qv)^2}}$ überh.	Bandbreite: $B = \frac{f_0}{Q}$
RLC Parallelschwingkreis	$Y = \frac{1}{R} + j \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right) = \frac{1}{R}(1 + jQv); v = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$ Güte: $Q = \frac{P_B}{P_W} = \frac{(U_{eff}^2)_{B_{res}}^{L/C}}{(U_{eff}^2)_{G}} = \frac{\omega_0 C}{G} = \frac{1}{\omega_0 L G} = \frac{1}{G} \sqrt{\frac{C}{L}} = R \sqrt{\frac{C}{L}}; D = \frac{1}{Q}$	
Resonanz:	$\text{Im}(Y) = 0 \Leftrightarrow \omega C - \frac{1}{\omega L} = 0 \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow Y \rightarrow \min.; U \rightarrow \max.; \varphi = 0^\circ; \frac{i_C/L}{i} \approx \frac{Q}{\sqrt{1+(Qv)^2}}$ überh.	Bandbreite: $B = \frac{f_0}{Q}$
Hochpass	$CR: g_{HP} = \frac{u_2}{u_1} = \frac{R}{\frac{1}{j\omega C} + R} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC}; RL: g_{HP} = \frac{j\omega L}{R + j\omega L} = \frac{j\omega \frac{L}{R}}{1 + j\omega \frac{L}{R}}; allg.: g_{HP} = \frac{j\omega \tau}{1 + j\omega \tau}$ mit $\tau = RC = \frac{L}{R}; \omega_c = \frac{1}{\tau}; \varphi = \arctan \frac{1}{\omega \tau}$ $g_{HP}(\omega \rightarrow 0) = 0; \varphi_{HP}(\omega \rightarrow 0) = \frac{\pi}{2}$ (eilt vor); $g_{HP}(\omega_c) = \frac{1}{\sqrt{2}}; \varphi_{HP}(\omega_c) = \frac{\pi}{4}; g_{HP}(\omega \rightarrow \infty) = 1; \varphi_{HP}(\omega \rightarrow \infty) = 0$	
Tiefpass:	$RC: g_{TP} = \frac{u_2}{u_1} = \frac{1}{\frac{1}{j\omega C} + R} = \frac{1}{1 + j\omega RC}; LR: g_{TP} = \frac{R}{R + j\omega L} = \frac{1}{1 + j\omega \frac{L}{R}}; allg.: g_{TP} = \frac{1}{1 + j\omega \tau}$ mit $\tau = RC = \frac{L}{R}; \omega_c = \frac{1}{\tau}; \varphi = -\arctan \omega \tau$ $g_{TP}(\omega \rightarrow 0) = 1; \varphi_{TP}(\omega \rightarrow 0) = 0; g_{TP}(\omega_c) = \frac{1}{\sqrt{2}}; \varphi_{TP}(\omega_c) = -\frac{\pi}{4}; g_{TP}(\omega \rightarrow \infty) = 0; \varphi_{TP}(\omega \rightarrow \infty) = -\frac{\pi}{2}$	
Impulsverhalten:	Ausschaltvorgang (RC-Entladung): $u_{2HP} = -U_0 e^{-t/\tau}; u_{2TP} = U_0 e^{-t/\tau};$ Einschaltvorgang (RC-Aufadung): $u_{2HP} = U_0 e^{-t/\tau}; u_{2TP} = U_0(1 - e^{-t/\tau})$	$g_P[dB] = 10 \log(\hat{P}_2/\hat{P}_1)$ $g_U[dB] = 20 \log(\hat{U}_2/\hat{U}_1); g_I[dB] = 20 \log(\dots)$
Vierpol	$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix}$ $Z_{11} \dots$ eingangsseitiger LL-Widerstand (LL am Ausg.) $Z_{12} \dots$ Kernwiderstand rückwärts (u_1/i_2) $Z_{21} \dots$ kernwiderstand vorwärts (u_2/i_1) $Z_{22} \dots$ ausgangsseitiger LL-Widerstand ($i_1 = 0$)	
Idealer Trafo	$u_2 = \frac{N_2}{N_1} u_1; Z_1 = \frac{N_2^2}{N_1^2} Z_2$ Hauptinduktivität $L_1 = \frac{N_1^2 \mu_r \mu_0 A}{l}; i_1 = \frac{N_2}{N_1} i_2 + \frac{u_1}{j\omega L_1}$	

Ortskurven:



Halbleiterdioden:

Si, undotiert: Große Bandlücke, nur wenige Elektronen (e.) kommen vom Valenzband (VB) ins Leitungsband (LB) ⇒ schlechte Leitung	
<p>n-Dotierung:</p> <p>Donatoratome (z.B. P, As) haben ein Elektron zu viel. Geringer Abstand zwischen Donatorniveau und Leitungsband (LB) ⇒ Mehr Elektronen im Leitungsband („Majoritätsladungsträger“) im Leitungsband ⇒ gute Leitung.</p>	<p>p-Dotierung:</p> <p>Akzeptoratome (z.B. B, Al, Ga) haben ein Elektron zu wenig. Geringer Abstand zwischen Akzeptorniveau und Valenzband VB ⇒ Löcher („Majoritätsladungsträger“) im Valenzband ⇒ gute Leitung.</p>
<p>Im Übergangsbereich diffundieren Elektronen von n nach p und füllen die Löcher auf ⇒ Ladungsträgerdichte=0, Raumladung (RL) im Sperrbereich ist negativ im p-Bereich und positiv im n-Bereich.</p>	
<p>pn-Übergang</p> <p>Sperrichtung: „+“-Spannung bei n, Minus bei p ⇒ Löcher und Elektronen werden von Sperrschicht weiter „weggezogen“, die Sperrschicht wird größer.</p> <p>Durchlassrichtung: „+“-Spannung bei p, Minus bei n ⇒ Rekombination in Sperrschicht, Diode leitet.</p>	<p>pn-Übergang</p> <p>Ladungsträgerdichten</p> <p>Raumladung ρ</p>
<p>Kniespannung: $U_K \approx 0,7V$ (wenn I klein → 0,6V, wenn I groß → 0,8V).</p>	<p>Kennlinie: $I = I_0(e^{eU/k_B T} - 1)$; I_0 ... Sättigungsstrom</p>
<p>Zener-Diode</p> <p>In Sperrichtung betrieben. Starke Dotierung ⇒ hohe RL in RL-Zone. Über U_Z starker Stromanstieg. I soll nicht unter $I_Z \approx 10mA$.</p> <p>Zwei Effekte: (1) Zener-Effekt: Bei $U_Z < 5V$ spontane Erzeugung von Elektronen-Loch-Paaren in der Sperrschicht. (2) Lawineneffekt: Bei großem U bekommen Minoritätsladungsträger genug E_{kin}, um weitere e.-Loch-Paare zu erzeugen.</p>	

Gleichrichter:

<p>Einweggleichrichter mit Siebkondensator</p> <p>$U_{LL} = \hat{U}_1 - U_K$; $U_{2max} = U_{LL}$; $U_{2min} = U_{LL} - U_{BR}$; $U_{BR} = \frac{I_L}{f C_G}$; $f_{BR} = f_1$ $U_{max}^{sperr} = U_{1ss}$; $P_{Diode} = U_K I_{eff}$</p>	<p>2-Weg Gleichr. mit MP-Anzapf. und Siebkondensator</p> <p>$U_{LL} = \hat{U}_1 - U_K$; $U_{2max} = U_{LL}$; $U_{2min} = U_{LL} - U_{BR}$; $U_{BR} = \frac{I_L}{2f C_G}$; $f_{BR} = 2f_1$ $U_{max}^{sperr} = 2U_{1ss}$; $P_{Diode} = \frac{1}{2} U_K I_{eff}$</p>	<p>Graetz-Gleichrichter mit Siebkondensator</p> <p>$U_{LL} = \hat{U}_1 - 2U_K$; $U_{2max} = U_{LL}$; $U_{2min} = U_{LL} - U_{BR}$; $U_{BR} = \frac{I_L}{2f C_G}$; $f_{BR} = 2f_1$ $U_{max}^{sperr} = U_{1ss}$; $P_{Diode} = \frac{1}{2} U_K I_{eff}$</p>
---	--	---

Spannungsstabilisierung mit Z-Diode:

	$R = \frac{U_{Rmin}}{I_{Rmax}} = \frac{U_{1min} - U_Z}{I_{Lmax} + I_{Zmin}}$	Bei $U_{1min} \rightarrow I_R = I_{Lmax} + I_{Zmin}$	
	$P_{Rmax} = \frac{U_{Rmax}^2}{R} = \frac{(U_{1max} - U_Z)^2}{R}$	P_R max., wenn U_1 max.	
	$I_{Zmax} = \frac{U_{Rmax}}{R} = \frac{U_{1max} - U_Z}{R}$	I_Z max., wenn U_1 max.	
	$P_{Zmax} = U_Z I_{Zmax}$	P_Z max., wenn I_Z max.	
$\frac{dU_2}{dU_1} = \frac{r_Z}{R + r_Z} \approx \frac{r_Z}{R}; \Delta U_{2max} = \Delta U_{1max} \frac{dU_2}{dU_1}$			

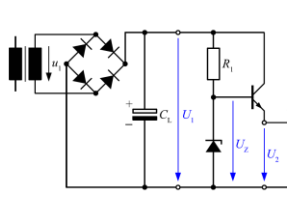
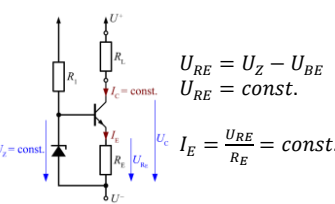
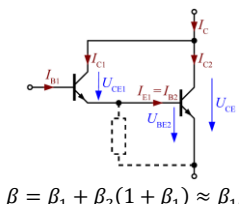
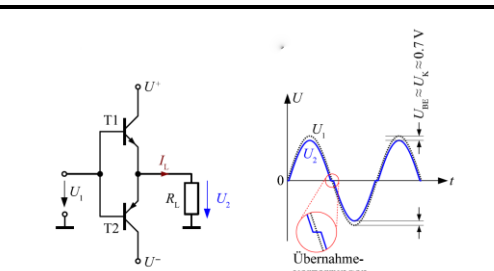
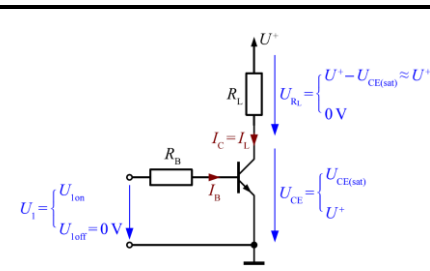
Transistoren:

<p>NPN-Transistor</p>	<p>Bipolarer Transistor: B .. Basis, C ... Kollektor, E ... Emmitter</p> <p>Liegt an BE eine Spannung $U \approx 0,7V$ an \Rightarrow Elektronen aus der n-Schicht des Emitters rekombinieren mit Löchern in der BE-Sperrschicht \Rightarrow kleiner Strom I_B fließt. E ist sehr stark dotiert \Rightarrow viel mehr Elektronen als für I_B „nötig“ vorhanden \Rightarrow die meisten Elektronen fließen von E nach C \Rightarrow großer Kollektorstrom I_C fließt (Stromverstärkung β)</p>	<p>Alternativ: PNP-Transistor</p>
<p>Feldeffekt Transistoren (FETs)</p> <p>MOSFET: selbstsperrend Anreicherungstyp (enhancement mode) / selbstleitend Verarmungstyp (depletion mode)</p> <p>JFET: selbstsperrend Anreicherungstyp (enhancement mode) / selbstleitend Verarmungstyp (depletion mode)</p> <p>p-Kanal: </p> <p>n-Kanal: </p> <p>D ... Drain G ... Gate S ... Source</p>		

Transistorschaltungen:

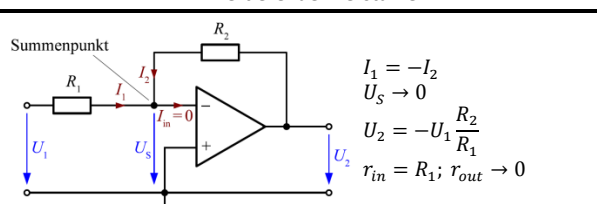
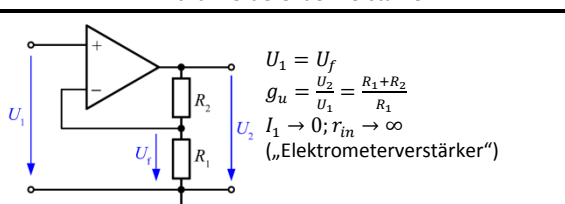
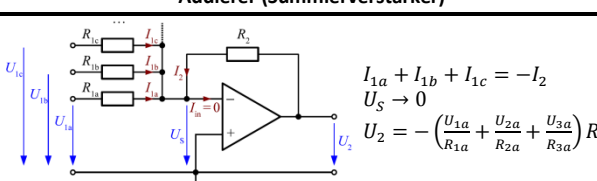
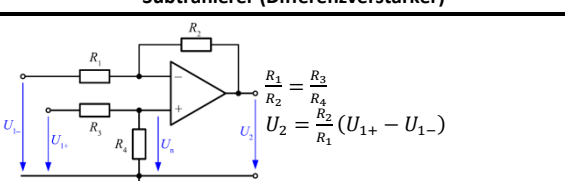
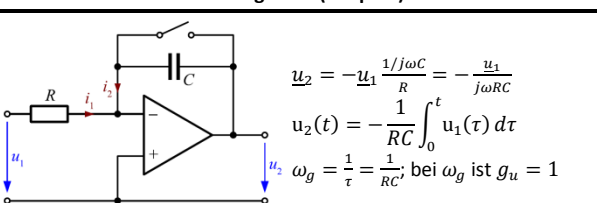
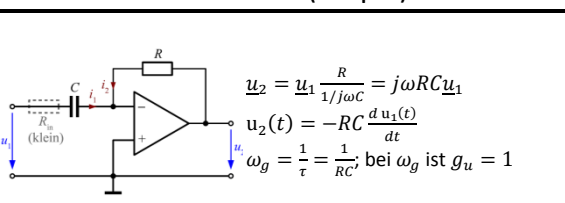
<p>Grundschaltungen</p> <p>(a) Emitterschaltung (b) Basisschaltung (c) Kollektorschaltung</p> <p>Benannt nach gemeinsamen E/A-Anschluss</p>			<p>Einfache Kollektorschaltung</p> <p>$U_2 = U_1 - U_{BE} \quad \quad U_{BE} \approx 0,7V$ $I_E \approx I_C = \beta I_B$ $U_2 = R_L I_E \approx R_L \beta I_B$ $v_u \approx 1; v_i \approx \beta$</p>		
<p>Einfache Emitterschaltung (ES)</p> <p>Stromansteuerung: $I_C = \beta I_B \Leftrightarrow v_i = \beta$ $U_2 = U^+ - R_C I_C$</p> <p>Spannungsansteuerung: $v_u = \frac{dU_2}{dU_1} = -\beta \frac{R_C}{r_{BE}}$</p>	<p>ES mit Basis-Vorwiderstand</p> <p>$I_C = \beta I_B \Leftrightarrow v_i = \beta$ $R_1 = \frac{(U^+ - U_{BE})}{I_C / \beta}$ $R_C = \frac{U^+ - U_{CE}}{I_C}$</p>	<p>ES mit Stromgegenkopplung</p> <p>$U_{RE} = U_1 - U_{BE} \quad \quad U_{BE} \approx 0,7V$ $I_E = \frac{U_{RE}}{R_E} = \frac{U_1 - U_{BE}}{R_E}; I_C \approx I_E$ $U_{RC} = R_C I_C = R_C \frac{(U_1 - U_{BE})}{R_E}$ $U_2 = U^+ - U_{RC} = U^+ - R_C \frac{(U_1 - U_{BE})}{R_E}$ $I_B = \frac{I_C}{\beta} = R_C \frac{(U_1 - U_{BE})}{\beta R_E}$ $v_u = -\frac{R_C}{R_E}$</p>			
<p>Komplette Emittterverstärkerstufe mit AP-Stabilisierung und Koppelkondensatoren</p> <p>Arbeitspunkt: $R_C = \frac{U^+ - U_{CE} - U_{RE}}{I_C} \quad \quad \text{wähle } U_{CE} = \frac{U^+}{2}$ $R_E = \frac{U_{RE}}{I_E} \approx \frac{U_{RE}}{I_C}$ $R_1 = \frac{U^+ - U_{BE} - U_{RE}}{I_B + I_{R2}} \quad \quad I_B = \frac{I_C}{\beta}; \text{ wähle } I_{R2} = 10 I_B$ $R_2 = \frac{U_{BE} + U_{RE}}{I_{R2}} = \frac{U_{BE} + U_{RE}}{10 I_B}$</p> <p>Wechselstromeigenschaften: $v_u = -\beta \frac{R_C R_L}{r_{BE}} \quad (\text{ohne } C_E: v_u = -\frac{R_C R_L}{R_E}); v_i = \beta$ $v_p = v_u v_i$ $r_{in} = r_{BE} R_1 R_2 \quad (\text{ohne } C_E: r_{in} = (r_{BE} + \beta R_E) R_1 R_2)$ $r_{out} = R_C r_{CE} \approx R_C \quad (\text{ohne } C_E: r_{out} = R_C (r_{CE} + R_E) \approx R_C)$ $C_1 \geq \frac{1}{\omega_g r_{in}}; C_2 \geq \frac{1}{\omega_g R_L}; C_E \geq \frac{10}{\omega_g R_E}$</p>					
<p>Kennlinienfeld Emitterschaltung mit Stromansteuerung</p>			<p>Kennlinienfeld Emitterschaltung mit Spannungsansteuerung</p>		

Weitere Transistorschaltungen:

<p>Stabilisierte Versorgungsspannung</p>  <p>$U_Z = U_Z - U_{BE}$ Kollektorschaltung: Niedriger Innenwiderstand Im Vergleich mit Z-Diode alleine: β-facher Strom</p>	<p>Stromquelle</p>  <p>$U_{RE} = U_Z - U_{BE}$ $U_{RE} = const.$ $I_E = \frac{U_{RE}}{R_E} = const.$</p>	<p>Darlington-Schaltung</p>  <p>$\beta = \beta_1 + \beta_2(1 + \beta_1) \approx \beta_1\beta_2$</p>
<p>Gegentakt-Endstufe</p>  <p>Übernahmeverzerrungen</p>	<p>Schalter</p>  <p>Sperrbetrieb: $I_B = 0, I_C = 0$ Sättigung: $I_{Cmax} = \frac{U^+}{R_L}$</p>	

Operationsverstärker:

Idealer OP: (1) Verstärkung ohne Rückkopplung, sog. „Geradeausverstärkung“ $A \rightarrow \infty$; (2) Eingangsstrom $I_{in}=0$; (3) Eingangsimpedanz $Z_{in} \rightarrow \infty$

<p>Invertierender Verstärker</p>  <p>Summenpunkt $I_1 = -I_2$ $U_S \rightarrow 0$ $U_2 = -U_1 \frac{R_2}{R_1}$ $r_{in} = R_1; r_{out} \rightarrow 0$</p>	<p>Nichtinvertierender Verstärker</p>  <p>$U_1 = U_f$ $g_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$ $I_1 \rightarrow 0; r_{in} \rightarrow \infty$ („Elektrometerverstärker“)</p>
<p>Addierer (Summierverstärker)</p>  <p>$I_{1a} + I_{1b} + I_{1c} = -I_2$ $U_S \rightarrow 0$ $U_2 = -\left(\frac{U_{1a}}{R_{1a}} + \frac{U_{2a}}{R_{2a}} + \frac{U_{3a}}{R_{3a}}\right) R_2$</p>	<p>Subtrahierer (Differenzverstärker)</p>  <p>$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$ $U_2 = \frac{R_2}{R_1} (U_{1+} - U_{1-})$</p>
<p>Integrierer (Tiefpass)</p>  <p>$u_2 = -u_1 \frac{1/j\omega C}{R} = -\frac{u_1}{j\omega RC}$ $u_2(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_1(\tau) dt$ $\omega_g = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{RC}$; bei ω_g ist $g_u = 1$</p>	<p>Differenzierer (Hochpass)</p>  <p>$u_2 = u_1 \frac{R}{1/j\omega C} = j\omega RC u_1$ $u_2(t) = -RC \frac{d u_1(t)}{dt}$ $\omega_g = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{RC}$; bei ω_g ist $g_u = 1$</p>

Verlustleitung und Erwärmung:

Wärmeübergangswiderst.: $R^{therm} \left[\frac{K}{W} \right]$	Maximalleistung: $P_{max} R_{ges}^{therm} = T_{max} - T_u$	Bei mehreren therm. Übergängen: $R_{ges}^{therm} = \sum R_i^{therm}$
--	--	--