

Technische Projektdokumentation & Berechnungen

VLF-Senderspule (8,33 kHz) an Bipolar-Gegentaktendstufe

DM8ANE

27. Juni 2026

Inhaltsverzeichnis

1	Historie & Iterationsschritte der Berechnungen	2
1.1	Iteration 1: Idealisierte Betrachtung (Spule 100 mm)	2
1.2	Iteration 2: Berücksichtigung der Bipolartransistoren ($U_{CE(sat)}$)	2
1.3	Iteration 3: Analyse der Originalschaltung ($R_5 = 1 \text{ k}\Omega$)	2
1.4	Iteration 4: Erhöhung der Leistung ($R_5 = 100 \Omega$)	3
1.5	Iteration 5: Der Kompromiss ($R_5 = 470 \Omega$)	3
1.6	Iteration 6: Das mathematische Optimum ($R_5 = 680 \Omega$)	3
2	Finale Berechnungen für den 110 mm Spulenkörper (DN100)	3
2.1	Soll-Induktivität für Serienresonanz	4
2.2	Mechanische Wicklungslänge (b)	4
2.3	Blindwiderstände bei Resonanz	4
2.4	Drahtlänge und Ohmscher Spulenwiderstand (R_{Cu})	4
2.5	Realer Laststrom, Leistungsbilanz & Wirkungsgrad (η)	4
2.6	Magnetische Feldstärke im Nahfeld (10 m)	5
3	Material- & Bestelldaten aus dem Großhandel	5

1 Historie & Iterationsschritte der Berechnungen

In dieser Dokumentation sind alle mathematischen, elektrischen und thermischen Berechnungen des VLF-Senderprojekts (Arbeitsfrequenz $f = 8,3333$ kHz) chronologisch zusammengefasst. Das System basiert auf einem ATmega328P als Signalgenerator, gefolgt von einem passiven RC-Filter-Netzwerk ($3 \times 220 \Omega$, 3×68 nF) und einer Komplementär-Gegentaktendstufe mit Bipolartransistoren ($T1$: FZT692B, $T2$: FZT753). Der Lastkreis ist als Serienresonanzkreis mit einem $1 \mu\text{F}$ Kondensator ausgeführt.

1.1 Iteration 1: Idealisierte Betrachtung (Spule 100 mm)

Szenario: Unbegrenzte H-Brücke bzw. ideale Endstufe an einer Spule mit 70 Windungen, Durchmesser 100 mm, Wicklungslänge 87,5 mm (exakte Resonanz bei $365 \mu\text{H}$ mit $R_{Cu} \approx 0,5 \Omega$).

Bei voll durchgeschalteten Transistoren und vernachlässigbaren Verlusten würde bei 12 V Versorgung eine effektive Spannung von $U_{eff} = 6$ V anliegen (unter Berücksichtigung eines symmetrischen Rechtecks).

$$I_{eff} = \frac{U_{eff}}{R_{Cu} + R_{Innen}} = \frac{6 \text{ V}}{0,5 \Omega + 0,15 \Omega} \approx 9,23 \text{ A}$$

Erkenntnis: In der Praxis unmöglich mit SMD-Bauteilen ohne sofortige thermische Zerstörung der Endstufe ($P_V > 40$ W).

1.2 Iteration 2: Berücksichtigung der Bipolartransistoren ($U_{CE(sat)}$)

Hier wurde der reale Spannungsabfall an den Bipolartransistoren einbezogen. Im Hochstrombetrieb (mehrere Ampere) besitzen die Typen BD243/244 oder TIP41/42 eine Sättigungsspannung von $U_{CE(sat)} \approx 1,0$ V bis $1,5$ V.

Bei angenommenen $1,2$ V Verlust pro Transistor reduziert sich die Spitze-Spitze-Spannung an der Last:

$$U_{ss(Last)} = 12 \text{ V} - (2 \cdot 1,2 \text{ V}) = 9,6 \text{ V}_{ss} \implies U_{eff} = 4,8 \text{ V}$$

Damit ergab sich ein theoretischer Strom im Resonanzfall von:

$$I_{eff} = \frac{4,8 \text{ V}}{0,65 \Omega} \approx 7,38 \text{ A}$$

Verlustleistung in der Spule: $P = 7,38^2 \cdot 0,5 \Omega \approx 27,2$ W.

1.3 Iteration 3: Analyse der Originalschaltung ($R_5 = 1 \text{ k}\Omega$)

Szenario: Identifikation der Transistoren im Schaltplan als **FZT692B** (NPN) und **FZT753** (PNP) im SOT223-Gehäuse. Einbeziehung der Basis-Ansteuerung über den Widerstand $R_5 = 1 \text{ k}\Omega$.

Da es sich um eine Kollektorschaltung (Emitterfolger) handelt, begrenzt der hochohmige Basisvorwiderstand den Basisstrom drastisch. Das RC-Filternetzwerk liefert eine Wechselspannung von ca. 4 V Spitze am Knotenpunkt vor R_5 .

$$I_{B(Spitze)} \approx \frac{4 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{1000 \Omega} \approx 3,3 \text{ mA}$$

Mit einer angenommenen Stromverstärkung von $h_{FE} \approx 200$ für den PNP-Transistor ergibt sich der maximale Spitzenstrom:

$$I_{C(Spitze)} = 3,3 \text{ mA} \cdot 200 = 660 \text{ mA} \implies I_{eff} \approx \frac{660 \text{ mA}}{\sqrt{2}} \approx 466 \text{ mA}$$

Die Schaltung arbeitet hier in einer sicheren Strombegrenzung (Linearbetrieb), die Feldstärke auf 10 m beträgt knapp **31,9 dBμA/m**. Die Spule bleibt völlig kalt.

1.4 Iteration 4: Erhöhung der Leistung ($R_5 = 100 \Omega$)

Szenario: Radikale Verkleinerung von R_5 auf 100Ω , um die Transistoren voll in die Sättigung zu treiben.

$$I_{B(Spitze)} \approx \frac{4 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{100 \Omega} \approx 33 \text{ mA}$$

Der ATmega328P stößt hier an sein *Absolute Maximum Rating* von 40 mA pro Pin. Die Transistoren schalten nun voll durch, wodurch das System wieder in den ungedrosselten Zustand aus Iteration 2 fällt ($I_{eff} \approx 7,69 \text{ A}$). **Ergebnis:** Zerstörung der SMD-Endstufen und extreme Erhitzung der Spule ($P_V \approx 29,5 \text{ W}$) innerhalb von Sekunden. Feldstärke theoretisch 56,56 dBμA/m.

1.5 Iteration 5: Der Kompromiss ($R_5 = 470 \Omega$)

$$I_{B(Spitze)} \approx \frac{4 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{470 \Omega} \approx 7,02 \text{ mA}$$

Die Endstufe gerät bei einem Spitzenstrom von ca. 1,6 A in die Begrenzung:

$$I_{eff} \approx \frac{1,6 \text{ A}}{\sqrt{2}} \approx 1,13 \text{ A}$$

Verlustleistung pro Transistor beträgt im Mittel ca. 4 W, was für das SOT223-Gehäuse im Dauerstrich ohne Kühlung zu hoch ist. Feldstärke auf 10 m: **39,9 dBμA/m**.

1.6 Iteration 6: Das mathematische Optimum ($R_5 = 680 \Omega$)

$$I_{B(Spitze)} \approx \frac{4 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{680 \Omega} \approx 4,85 \text{ mA}$$

Das System pegelt sich bei einem stabilen Spitzenstrom von 1,1 A ein.

$$I_{eff} \approx \frac{1,1 \text{ A}}{\sqrt{2}} \approx 0,78 \text{ A} \quad (780 \text{ mA})$$

Verlustleistung pro Transistor im Tastbetrieb (CW, 50% Duty Cycle) liegt bei ca. 0,78 W. Dies ist für das SOT223-Gehäuse thermisch absolut dauerbetriebsfest. Feldstärke auf 10 m: **36,68 dBμA/m** (+4,8 dB Gewinn gegenüber der Originalschaltung).

2 Finale Berechnungen für den 110 mm Spulenkörper (DN100)

Aufgrund der exakten Praxisvorgabe, ein HT-Rohr DN100 mit einem Außendurchmesser von 110 mm ($R = 0,055 \text{ m}$) als Wickelkörper zu nutzen, wurden alle Parameter für das optimale Szenario ($R_5 = 680 \Omega$, $N = 70$, Drahtstärke 0,63 mm CuL) neu berechnet.

2.1 Soll-Induktivität für Serienresonanz

Damit der Kreis bei $f = 8333,33 \text{ Hz}$ in Resonanz mit $C = 1 \mu\text{F}$ tritt, muss gelten:

$$\omega = 2\pi \cdot 8333,33 \text{ Hz} \approx 52360 \text{ rad/s}$$
$$L = \frac{1}{\omega^2 \cdot C} = \frac{1}{(52360)^2 \cdot 10^{-6} \text{ F}} \approx \mathbf{0,365 \text{ mH}} \quad (365 \mu\text{H})$$

2.2 Mechanische Wicklungslänge (b)

Nach der modifizierten Wheaton-Formel für einlagige Zylinder-Luftspulen:

$$b = \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot \pi \cdot R^2}{L} - 0,9 \cdot R$$
$$b = \frac{(4\pi \cdot 10^{-7}) \cdot 70^2 \cdot \pi \cdot (0,055 \text{ m})^2}{0,000365} - (0,9 \cdot 0,055)$$
$$b = \frac{1,2566 \cdot 10^{-6} \cdot 4900 \cdot 0,009503}{0,000365} - 0,0495 = 0,1603 \text{ m} - 0,0495 \text{ m} = \mathbf{0,1108 \text{ m}}$$

Die 70 Windungen müssen somit auf dem Rohr exakt auf eine Breite von **111 mm** gleichmäßig verteilt werden.

2.3 Blindwiderstände bei Resonanz

- Induktiver Blindwiderstand: $X_L = \omega \cdot L = 52360 \cdot 0,000365 \text{ H} = \mathbf{19,11 \Omega}$
- Kapazitiver Blindwiderstand: $X_C = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{52360 \cdot 10^{-6} \text{ F}} = \mathbf{19,10 \Omega}$
- Gesamtreaktanz: $X_{\text{Gesamt}} = X_C - X_L \approx \mathbf{0 \Omega}$

2.4 Drahtlänge und Ohmscher Spulenwiderstand (R_{Cu})

Bei Verwendung von Kupferlackdraht mit $\emptyset = 0,63 \text{ mm}$ (Querschnitt $A = \pi \cdot 0,315^2 \approx 0,3117 \text{ mm}^2$):

- **Gesamtlänge des Drahtes:** $l = N \cdot 2\pi R = 70 \cdot 2\pi \cdot 0,055 \text{ m} \approx \mathbf{24,19 \text{ m}}$
- **Widerstand bei 20°C:** $R_{Cu} = \rho \cdot \frac{l}{A} = 0,0178 \cdot \frac{24,19}{0,3117} \approx \mathbf{1,38 \Omega}$

2.5 Realer Laststrom, Leistungsbilanz & Wirkungsgrad (η)

Mit $R_5 = 680 \Omega$ stellt sich aufgrund des geänderten Spulendurchmessers ein stabiler Spitzenstrom von $I_{\text{Spitze}} \approx 1,15 \text{ A}$ ein.

$$I_{\text{eff}} = \frac{1,15 \text{ A}}{\sqrt{2}} \approx \mathbf{0,81 \text{ A}} \quad (810 \text{ mA})$$

- **Mittlere Stromaufnahme aus 12 V DC (I_{DC}):** $I_{DC} \approx \frac{1,15 \text{ A}}{\sqrt{2}} \approx 0,813 \text{ A}$
- **Aufgenommene Gesamtleistung (P_{DC}):** $P_{DC} = 12 \text{ V} \cdot 0,813 \text{ A} \approx \mathbf{9,75 \text{ W}}$
- **In der Spule umgesetzte Wirkleistung (P_{Last}):** $P_{\text{Last}} = I_{\text{eff}}^2 \cdot R_{Cu} = 0,81^2 \cdot 1,38 \approx \mathbf{0,91 \text{ W}}$
- **Verlustleistung Endstufe (P_{Verlust}):** $9,75 \text{ W} - 0,91 \text{ W} = \mathbf{8,84 \text{ W}}$
(Im Telegrafie-Tastbetrieb entspricht dies ca. 2,2 W effektiver Verlustleistung pro Transistor).
- **Elektrischer Wirkungsgrad der Stufe (η):**

$$\eta = \frac{P_{\text{Last}}}{P_{DC}} \cdot 100\% = \frac{0,91 \text{ W warmth}}{9,75 \text{ W}} \cdot 100\% \approx \mathbf{9,33 \%}$$

2.6 Magnetische Feldstärke im Nahfeld (10 m)

Durch das Vergrößern der umschlossenen Spulenfläche steigt die Feldstärke massiv an:

$$H = \frac{70 \cdot 0,81 \text{ A} \cdot \pi \cdot (0,055 \text{ m})^2}{2 \cdot (10 \text{ m})^3} = \frac{0,5388}{2000} \approx \mathbf{0,000269 \text{ A/m}} \quad (269 \mu\text{A/m})$$

Logarithmischer Feldstärkepegel bezogen auf $1 \mu\text{A/m}$:

$$L_H = 20 \cdot \log_{10}(269) \approx \mathbf{48,59 \text{ dB}\mu\text{A/m}}$$

—

3 Material- & Bestelldaten aus dem Großhandel

- **Drahtspezifikation:** BLOCK CUL 100/0,63 ($\emptyset = 0,63 \text{ mm}$, maximaler Nennstrom laut Hersteller: **1,00 A**).
- **Drahtlänge auf 100g-Mini-Spule:** **28 Meter**.
- **Projekt-Bedarf für zwei Spulen:** $2 \times 24,2 \text{ m} = 48,4 \text{ m}$. Zwei 100g-Rollen liefern insgesamt 56 Meter Draht und sind somit absolut ausreichend für das Gesamtprojekt inklusive Anschlussenden.