

Hvis man skal designe et PA trin til kortbølge, fra 20 til 30 MHz og man laver det med et klassisk push-pull trin, hvor man bruger 2 styk TH416 BJT transistorer. Det forsynes med 28 Volt, og skal have en udgangs impedans på 50 Ohm. Hvordan skal forholdet i udgangstransformatoren så være hvis man ønsker et output fra trinnet på 250 Warr til antennestikket? Det er altså omsætningsforholdet i PA trinnets udgangstransformator jeg gerne vil have hjælp til. Kan du hjælpe?

Se mine tanker

Omsætningsforhold for udgangstransformator

For 250 W i 50 Ω ved 28 V push-pull (klasse AB/B antaget), skal udgangstransformatoren give cirka 32:1 i impedansomformning, svarende til et spændingsomsætningsforhold på cirka 5.65:1 fra primær (transistorsiden) til sekundær (antenne/50 Ω).

Hurtig beregning

- **Udgangsspænding (sekundær):**

$$V_{\text{rms,sec}} = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{250 \cdot 50} \approx 111.8 \text{ V}_{\text{rms}}$$

- **Udgangsstrøm (sekundær):**

$$I_{\text{rms,sec}} = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{250}{50}} = \sqrt{5} \approx 2.236 \text{ A}$$

- **Antaget maksimal primær-rms (fuld primær) fra 28 V push-pull:**

$$V_{\text{rms,pri}} \approx \frac{2V_{\text{CC}}}{\sqrt{2}} = \frac{56}{\sqrt{2}} \approx 39.6 \text{ V}_{\text{rms}}$$

- **Spændingsomsætning (sekundær/primær):**

$$n = \frac{V_{\text{rms,sec}}}{V_{\text{rms,pri}}} \approx \frac{111.8}{39.6} \approx 2.82$$

- **Impedansomformning:**

$$Z_{\text{pri}} = n^2 Z_{\text{sec}} \Rightarrow Z_{\text{pri}} = 50 \cdot 5.65^2 \approx 1570 \text{ } \Omega$$

Konklusion

- **Omsætning (spænding, sekundær:primær):** ca. 5.65:1
- **Impedansforhold:** ca. 32:1
- **Reflekteret primærbelastning:** ca. 1.6 Ω på den fulde primær (set af push-pull paret)

Praktiske noter

- **Kerne og balun:** Brug en egnet ferrit (fx type 43 eller 61) for 20–30 MHz. Push-pull udgangen kræver en balanceret primær; ofte kombineres en 1:1 strøm-balun på udgangen med spændingstransformatoren for god HF-balance og lav common-mode.

- **Tab og headroom:** Dimensionér en anelse lavere omsætning (fx 5.3–5.5:1) hvis du forventer spændingstabs i kobber og kerne, eller højere (5.7–6.0:1) hvis du vil sænke primærimpedansen lidt for bedre strømlevering ved høj SWR-beskyttelse.
- **Termik og linearitet:** Klasse AB bias, god kobling og kort, bredbåndet lavpasfilter efter trafo er vigtigt for IMD og harmonisk dæmpning. Sørg for, at TH416'erne har tilstrækkelig køling til ~250 W netto ud.

Hvis du vil, kan jeg hjælpe med at dimensionere viklingstal og kernevalg ud fra dine fysiske begrænsninger (kerne-ID/OD, tråd, båndning) og ønsket båndbredde.

Hvis min primær vikling ønskes at være 1 vikling, hvor mange skal der så være på sekundær siden?

Se mine tanker

Sekundærviklinger for 1-turn primær

- **Direkte svar:** Brug cirka **6 viklinger** på sekundærsiden, når primæren er **1 vikling**.
- **Begrundelse:** Det beregnede spændingsforhold er ~5.65:1.

$$N_s \approx 5.65 \cdot N_p \Rightarrow N_s \approx 5.65 N_p \rightarrow N_s \approx 5.65$$

Afrund praktisk til **6** for lidt spændings- og tabsmargin; **5** viklinger vil sænke udgangsspændingen og øge den reflekterede primærbelastning en smule.

- **Praktisk note:** Ved 20–30 MHz kan 6 viklinger på en passende ferritkerne (fx type 43/61 ringkerne eller dobbelt hul) stadig holdes kompakt. Hold lederlængder korte og brug flad båndleder eller parallelle ledere for lav lækageinduktans og god kobling. Test under last og justér til 5 eller 6 viklinger afhængigt af kerne- og kobbertabs samt harmonisk filtrering.

Hvad er R_{cc} impedansen?

Godt spørgsmål – lad os lige præcisere begrebet **R_{cc}** i forbindelse med et push-pull PA-trin:

Hvad betyder R_{cc} ?

- **R_{cc}** er den **reflekterede kollektor-kollektor impedans** (collector-to-collector load resistance).
- Det er den effektive belastningsimpedans, som hele push-pull transistorparet ser mellem deres to kollektorer, når udgangstransformatoren omsætter til 50 Ω .
- Man kan sige, at det er den "arbejdsimpedans" transistortrinnet ser, og den skal passe til forsyningsspænding og ønsket effekt.

Beregning for dit tilfælde

- Effekt: $P = 250 \text{ W}$
- Forsyning: $V_{CC} = 28 \text{ V}$
- Udgangsimpedans: $R_L = 50 \Omega$
- Omsætningsforhold: ca. 5.65:1 (spænding), svarende til ca. 32:1 (impedans)

Den reflekterede impedans set mellem kollektorerne bliver:

$$R_{cc} = R_{Ln2} = 50(5.65)^2 \approx 1.57 \Omega_{cc} = \frac{R_L}{n^2} = \frac{50}{(5.65)^2} \approx 1.57 \Omega$$

Konklusion

- **$R_{cc} \approx 1.6 \Omega$** i dit design.
- Det betyder, at transistorparet i push-pull ser en kollektor-kollektor belastning på omkring 1.6Ω , når udgangen er tilpasset til 50Ω og leverer 250 W .

Vil du have, at jeg viser hvordan denne R_{cc} fordeler sig pr. transistor (altså den individuelle kollektor-til-halvvikling impedans), så du kan sammenholde det med TH416'ernes SOA og dataspecifikationer?

Jeg syntes bare ud fra erfaring at den R_{cc} lyder som meget lav. Jeg havde troet nærmere 5Ω

Se mine tanker

Det følles lavt — men lad os sanity-tjekke mod 28 V og 250 W

Det lyder lavt, ja. Men hvis R_{cc} (kollektor-til-kollektor) var omkring 5Ω ved 250 W , skulle den end-to-end primærspænding være

$$V_{rms,pri} = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{250 \cdot 5} \approx 35.4 \text{ V}_{rms}$$

Det svarer til en sinus med topp-topp på cirka $22 \cdot 35.4 \approx 100 \text{ V}_{pp}$, altså $\pm 50 \text{ V}$. Et 28 V push-pull trin kan realistisk kun levere nær $V_{pp} \approx 2V_{CC} = 56 \text{ V}$, $V_{pp} \approx 2V_{CC} = 56 \text{ V}$ end-to-end, hvilket giver cirka 19.8 V_{rms} . Derfor kan 5Ω ikke passes med 250 W ved 28 V — spændingen rækker ikke.

Hvorfor $\sim 1.6 \Omega$ giver mening her

- **Udgang:** $P = 250 \text{ W}$, $R_L = 50 \Omega \Rightarrow V_{rms,sec} = \sqrt{250 \cdot 50} \approx 111.8 \text{ V}$, $R_L = 50 \Omega \Rightarrow V_{rms,sec} = \sqrt{250 \cdot 50} \approx 111.8 \text{ V}$.
- **Primær (end-to-end) realistisk fra 28 V push-pull:** $\approx 19.8 \text{ V}_{rms}$.
- **Spændingsomsætning:**
 $n = V_{sec}/V_{pri} \approx 111.8/19.8 \approx 5.65$, $n = V_{sec}/V_{pri} \approx 111.8/19.8 \approx 5.65$.
- **Reflekteret kollektor-til-kollektor impedans:**

$$R_{cc} = R_{Ln2} = 50(5.65)^2 \approx 1.57 \Omega_{cc} = \frac{R_L}{n^2} = \frac{50}{(5.65)^2} \approx 1.57 \Omega$$

Det matcher forsyningen og den ønskede effekt uden at forudsætte urealistisk spændingssving.

Mulig årsag til " 5Ω " fra praksis

- **Definitioner kan glide:** Hvis man mener impedansen pr. transistor til center-tap, så er den en fjerdedel af end-to-end:

$$R_{\text{kollektor-CT}} = R_{cc} \approx 1.574 \approx 0.39 \, \Omega_{\text{R}_{\text{kollektor-CT}}} = \frac{R_{cc}}{4} \approx \frac{1.57}{4} \approx 0.39 \, \Omega$$

Det er endnu lavere end $1.6 \, \Omega$ og kan føles “forkert”, men er korrekt for en center-tappet push-pull, fordi hver halvving har halvt antal vindinger og dermed en kvart impedansrefleksion.

- **Andre antagelser:** $5 \, \Omega$ kan passe i designs med højere V_{CC} , lavere udgangseffekt, eller hvis man regner med spændings-headroom ud over $2V_{CC}$ (f.eks. resonans/klasse E/F), hvilket ikke er tilfældet her.

Hurtig tommelfingerregel

For klassisk push-pull ved $28 \, V$ og ~sinusformet drift:

- **End-to-end primærimpedans:** $R_{cc} \approx (2V_{CC}/2)^2/P = (V_{CC}/2)^2/P \approx \frac{(2V_{CC}/2)^2}{P} = \frac{V_{CC}^2}{4P}$.

Med $V_{CC} = 28 \, V$ og $P = 250 \, W$:

$$R_{cc} \approx (28/2)^2/250 \approx 392/250 \approx 1.57 \, \Omega \approx \frac{(28/\sqrt{2})^2}{250} \approx \frac{392}{250} \approx 1.57 \, \Omega$$

Hvis du vil, kan vi regne det om til præcise vindingstal på din valgte kerne og gennemgå, hvordan lækageinduktans og kobber-/kernetab påvirker det optimale n (fx om 5 eller 6 sekundærvindinger passer bedst i praksis).

Hvis jeg har brugt 1:3 omsætningsforhold i udgangstransformatoren, og vi hæver forsyningsspændingen til 32 Volt, hvor mange Watt output vil det så være optimalt?

Se mine tanker

Optimal output power with 1:3 transformer and 32 V supply

Med et spændingsomsætningsforhold på 1:3 (primær:sekundær) bliver impedansomformningen 9:19:1, så $50 \, \Omega$ reflekteres som cirka $5.56 \, \Omega$ kollektor-til-kollektor. Den maksimale primær-rms-spænding for et klassisk push-pull-trin er omtrent $V_{CC}/2$. Ved $V_{CC} = 32 \, V$ fås:

$$V_{\text{rms,pri}} \approx 32/2 \approx 16 \, V \approx \frac{32}{\sqrt{2}} \approx 22.6 \, V$$

Sekundær-rms-spænding:

$$V_{\text{rms,sec}} = 3 \cdot 22.6 \approx 67.9 \, V$$

Output-effekten i $50 \, \Omega$:

$$P = V_{\text{rms,sec}}^2 / R_L = (67.9)^2 / 50 \approx 92 \, W$$

Direkt svar

- **Optimalt output:** cirka **90–95 W** i $50 \, \Omega$ med 1:3 og 32 V, under antagelse af lineær push-pull drift og uden store tab.

- **Reflekteret belastning:** $R_{cc} \approx 5.56 \Omega$ for 1:3, hvilket passer godt med din erfaringsfornemmelse omkring $\sim 5 \Omega$.
- **For at nå 250 W ved 32 V:** Du skal øge omsætningsforholdet til cirka **1:5.6** (spænding) eller hæve forsyningen markant; 1:3 er bevidst “konservativt” og giver lavere effekt men ofte bedre linearitet.

Er vi enige om, når vi snakker omsætningsforhold i udgangstransformatoren, så snakker vi impedans og ikke spænding?

Godt du bringer det op – der er nemlig to måder folk omtaler omsætningsforholdet på, og det kan skabe forvirring:

To definitioner af omsætningsforhold

- **Spændingsomsætning (N):** Forholdet mellem antal vindinger på sekundær og primær. Det afgør direkte hvor meget spænding der transformeres op eller ned.

$$N = \frac{V_{\text{sek}}}{V_{\text{prim}}} = \frac{N_{\text{sek}}}{N_{\text{prim}}}$$

- **Impedansomformning (N^2):** Den reflekterede impedans er kvadratet af spændingsforholdet.

$$R_{\text{prim}} = R_{\text{sek}} N^2$$

Hvad man normalt mener i PA-sammenhæng

Når man snakker om “omsætningsforhold” i udgangstransformatoren til RF-PA’er, er det **spændingsforholdet** (antal vindinger) man angiver. Men det er næsten altid med henblik på at opnå den ønskede **impedansomformning**. Derfor hører man ofte folk sige “1:3 trafo” og mene spænding, men det de egentlig vil opnå er en 9:1 impedansomformning.

✅ **Så ja:** vi er enige om, at det praktiske mål er at tilpasse impedansen (fra transistorernes lave R_{cc} til 50Ω). Men selve omsætningsforholdet angives som vindingstal/spændingsforhold, og det er kvadratet af dette der giver den ønskede impedans.

Vil du have, at jeg laver en lille tabel der viser sammenhængen mellem vindingstal, spændingsforhold og den reflekterede impedans for dine typiske cases (1:3, 1:5.6 osv.)?

Ja, det vil jeg gerne have du laver

Se mine tanker

Sammenhæng mellem vindingstal, spændingsforhold og reflekteret impedans

Omsætningsforhold (primær:sekundær)	Spændingsforhold N	Impedansforhold N^2	Reflekteret $R_{cc} (\Omega)$ ved 50Ω	Sekundær vindinger ved 1-turn primær	Pout ved 28 V (W)	Pout ved 32 V (W)
1:3	3.0	9.00	5.56	3	70.6	92.2
1:4	4.0	16.00	3.13	4	125.4	163.8

Omsætningsforhold (primær:sekundær)	Spændingsforhold N	Impedansforhold N^2	Reflekteret R_{cc} (Ω) ved 50 Ω	Sekundær vindinger ved 1-turn primær	Pout ved 28 V (W)	Pout ved 32 V (W)
1:5	5.0	25.00	2.00	5	196.0	256.0
1:5.6	5.6	31.36	1.59	6 (praktisk)	245.5	321.2
1:6	6.0	36.00	1.39	6	282.2	368.6

Beregninger antager klassisk push-pull med sinuslignende drift, hvor den maksimale primær RMS-spænding er cirka $V_{CC}/2\sqrt{2}$. Dermed bliver $P_{out} \approx N^2 \cdot V_{CC}^2 / 100 P_{50\Omega}$ i 50 Ω , og den reflekterede kollektor-til-kollektor impedans $R_{cc} = 50 N^2 R_{cc} = \frac{50}{N^2}$.

Noter

- **Mål for 250 W ved 28 V: Omsætningsforhold $\approx 1:5.6$** ($N^2 \approx 31.36$) matcher tæt på 250 W og giver $R_{cc} \approx 1.6 \Omega$.
- **Praktisk vindingstal: 6 sekundærviklinger** på 1-turn primær passer ofte bedst i praksis for 20–30 MHz; justér efter kerne, kobling og tab.
- **Lineær drift vs. headroom:** Lavere N (fx 1:3) giver højere R_{cc} og lavere effekt for en given V_{CC} , men ofte bedre linearitet og termisk margin.
- **Kernevalg og layout: Ferrit 43/61** og tæt kobling (båndleder, parallelle ledere) mindsker lækageinduktans og hjælper med bredbåndet respons over 20–30 MHz.

For at være helt sikker, så spørger jeg lige igen. Med 200 Watt output og en forsyningsspænding på 32 V, hvis jeg så kommer en enkelt vikling på min primær side af min udgangstransformator. Hvor mange viklinger skal der så være på den sekundære side af min udgangstrafo?

Se mine tanker

Sekundærviklinger for 200 W ved 32 V med 1-turn primær

- **Direkte svar:** Du skal bruge cirka **4.4 viklinger** på sekundærsiden for at ramme 200 W ideelt. Praktisk betyder det, at du vælger enten **4 eller 5 viklinger**.
 - **4 viklinger (1:4):** ~ 163 W
 - **5 viklinger (1:5):** ~ 255 W

Beregning

- **Antagelse:** Klassisk push-pull, maksimal primær RMS $\approx V_{CC}/2\sqrt{2}$.
- $V_{rms, pri} \approx 32/2 \approx 16$ V
- Effekt i 50 Ω : $P \approx (N \cdot 16)^2 / 50 \approx \frac{(N \cdot 22.6)^2}{50}$

- Sæt $P=200\text{ W}$: $N^2=200 \cdot 50 \cdot 22.62 \approx 19.6 \Rightarrow N \approx 4.43$ $N^2 = \frac{200 \cdot 50}{22.6^2} \approx 19.6 \Rightarrow N \approx 4.43$

Anbefaling

- **Hvis du vil tæt på 200 W uden finjustering:** Brug **5 viklinger** og begræns med ALC/drive til 200 W.
- **Hvis du vil under 200 W med mere margin:** Brug **4 viklinger** og accepter ~160 W, eller hæv let forsyningen/optimer kobling og tab for at komme højere.

Dimensionering af Sekundærviklinger til 200 W Output

Åbn side

Jeg startede siden, Dimensionering af Sekundærviklinger til 200 W Output. Du kan redigere den nu, eller komme tilbage til den senere.