

Het $R_i = R_u$ Syndroom door PAØSU

1. Inleiding

Hoe vaak hebben we het niet gehoord? Een zender, een batterij, een generator of welke andere elektrische bron je maar noemt: hij levert maximaal vermogen als $R_i = R_u$, of in woorden: als de inwendige weerstand gelijk is aan de (uitwendige) belastingsweerstand.

Is dat wel zo?

In dit verhaal beweer ik dat dit zelden het geval is. Je hebt in ieder geval niets aan die kennis. Het was en is, vrees ik, een geliefd rekensommetje op elektronica-opleidingen. Bij de eerste lessen differentiaalrekening is het een mooi voorbeeld om te laten zien hoe je een maximum kunt bepalen. Verder is het waardeloos, zoals we zullen zien.

2. De Meetzender

Bij een meetzender of signaalgenerator hebben we te maken met bijvoorbeeld een 50 Ω uitgang. Dat wil zeggen dat de inwendige weerstand 50 Ω is. Wanneer we daar een 50 Ω kabel op aansluiten die aan het uiteinde weer afgesloten is met 50 Ω , is de grootte van het uitgangssignaal onafhankelijk van de ingestelde frequentie omdat de staande golf verhouding steeds 1 is. Dat is handig als je wilt meten: je kunt direct op de verzwakker aflezen hoe groot het signaal is over de 50 Ω belasting. Je moet nog even opletten wat er op de generator staat. Soms is de aangegeven waarde de spanning over de uitgang als deze onbelast is. Bij de meeste generatoren wordt de spanning over de 50 Ω belasting bedoeld. Je kunt je dus een factor twee vergissen. In zo'n generator is die *inwendige weerstand expres aangebracht* voor dit doel. Het heeft niets te maken met het afgeven van 'het maximum vermogen' of zoiets. Bij een 50 Ω meetzender wordt de aansluitkabel dus *aan twee kanten* afgesloten met 50 Ω . Dat is niet strikt noodzakelijk. Als echter de belasting aan het einde van de kabel niet precies 50 Ω is, wordt de golf slechts één keer gereflecteerd alvorens in de R_i van de generator gedissipeerd te worden. De staande golf verhouding, en dus de meetfout, blijft zodoende veel kleiner.

3. Batterijen

Goede batterijen hebben een lage inwendige weerstand. Neem bijvoorbeeld een 'auto accu'. Dat is niets anders dan

een flinke 'herlaadbare batterij'. Zo'n batterij heeft een inwendige weerstand van ongeveer 0,01 Ω , ten minste als je hem niet te zwaar belast! Dat ding zou maximaal vermogen leveren bij een belasting van 0,01 Ω ? Vergeet het maar!

Misschien doet hij dat heel even, ik geef je echter op een briefje dat hij binnen een paar seconden kapot is: de platen trekken dusdanig krom dat er inwendig sluiting optreedt. De rest laat ik aan de fantasie van de lezer over.

Met Nikkel-Cadmium batterijen gaat het niet veel beter. De chemische huishouding, waar de werking op berust, wordt door de warmteontwikkeling dusdanig verstoord dat de stroom snel in elkaar zakt en het ding vervolgens vrijwel onbruikbaar is geworden.

4. Het Lichtnet

Het lichtnet heeft een lage inwendige weerstand, iets in de orde van 0,5 tot 2 Ω . Dat laatste is niet zo best, maar bij een belasting van 2 Ω (om het maximale vermogen uit het net te halen, toch ... ?) loopt er

$230 / (R_i + R_u) = 230 / 4 = 57,5$ A. Dat gaat dus maar heel even: de 16 A veiligheid 'vliegt er uit' en als je daar een spijker in gestopt had, de 50 A hoofdveiligheid. Trouwens, de stroomleverancier zorgt er voor dat de (kortsluit-)stroom nooit veel groter zal kunnen worden dan 50 ampère. Ik heb indertijd eens gezien wat voor een ravage een kortsluiting in een bedrijfe vlak bij een transformatorhuisje teweeg bracht. De wandcontactdoos was niet alleen verdampt, de toen nog stalen-buizen-op-de-muur hingen er als een darm bij. Daar moet honderden ampère gelopen hebben.....

5. Audio versterkers

Bij goede audio versterkers wordt de inwendige weerstand door tegenkoppeling zeer klein gemaakt: iets in de orde van 0,1 Ω . Zo'n versterker wordt nominaal belast met 4 Ω . Die lage inwendige weerstand is nodig om het (soms ingewikkelde) luidsprekersysteem elektrisch te dempen.

Men preekt van de dempingsfactor van een versterker. Ik ga daar niet verder op in.

Let op: de lage inwendige weerstand wordt verkregen door tegenkoppeling. De eindtrap in zo'n versterker blijft, met of zonder tegenkoppeling, dezelfde. Dat wil zeggen dat het vermogen dat je er uit kunt halen onafhankelijk is van de tegenkoppeling en dus onafhankelijk van de inwendige weerstand! Het maximaal leverbare vermogen hangt af van de grootte van de eindtransistoren, de grootte van de voe-

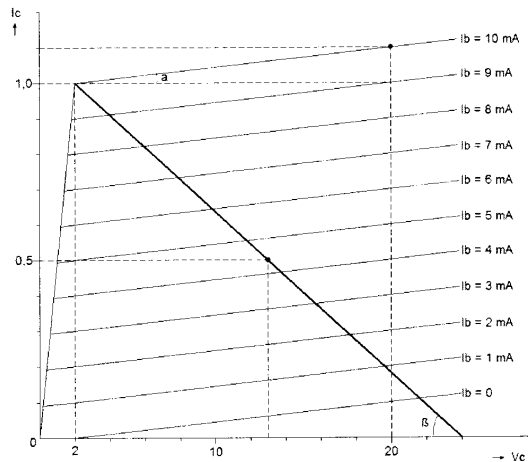
ding en, niet te vergeten, de grootte van de voedingsspanning. Uit een versterker met een voedingsspanning van + en - 12 V, kun je over 4 Ω nooit meer vermogen maken dan $(12 + 12)^2 / (8 \times R_u) = 18 \text{ W}$. De voeding moet dan ruim 4 A leveren bij 50% rendement.

Bij het ontwerpen van een eindtrap wordt naar de karakteristieken van de eindtorren en de voedingsspanning gekeken. Grafisch gaat dat heel goed: je kiest de meest gunstige belastingslijn in de grafieken en let er op dat de maximaal toelaatbare dissipatie en de SOAR niet wordt overschreden. De SOAR-lijn geeft aan hoeveel stroom een transistor bij welke spanning kan hebben. Bij een zender-eindtrap doe je iets soortgelijks, maar dat komt straks.

Uit de grafieken kun je ook de inwendige weerstand (zonder tegenkoppeling!) van de eindtrap bepalen. Dat is nog niet zo eenvoudig. Je komt al gauw op 10 of 20 Ω! Toch geeft die versterker rond de 4 Ω het meeste vermogen af. Daar had je hem op ontworpen. De tegenkoppeling zorgt er voor dat de uitgangsspanning onafhankelijk wordt van de belasting **binnen bepaalde grenzen!** Dat wil zeggen dat de uitgangsspanning dezelfde blijft vanaf ongeveer 3 Ω. De impedantie van een luidspreker is nogal afhankelijk van de frequentie. De geluidskwaliteit wil je daar niet van af laten hangen. Binnen dat belastingsgebied is de inwendige weerstand inderdaad zeer laag. Dat heeft allemaal niets te maken met het maximaal te leveren vermogen!

6. Zender-eindtrappen

Daar gaat het ons uiteindelijk om, toch? In figuur 1 zijn de I_c - V_c karakteristieken getekend van een power-transistor die waarmee we een SSB-QRP-eindtrapje gaan maken. Om maar eens te beginnen met klasse-A. Dat wil zeggen dat de transistor tijdens de HF-periode altijd stroom trekt. Voor SSB is dat niet nodig, we kunnen dan toe met een klasse-B instelling, maar dat is moeilijker uitleggen dus eerst klasse-A. De karakteristieken in figuur 1 zijn een beetje geïdealiseerd. De zogenaamde knie is scherp getekend en de karakteristieken lopen evenwijdig op gelijke afstanden. Wat is nu de gunstigste belasting bij klasse-A? De HF-sinus moet zo groot mogelijk zijn. Daardoor ontstaat de dikke lijn,



Figuur 1 - De $I_c - V_c$ karakteristiek van een vermogenstorretje met $H_{fe}=100$

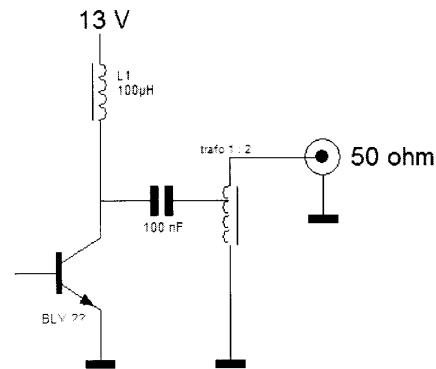
de belastingslijn. De 'knie' ligt bij 1 A op 2 V. Het andere einde van de belastingslijn komt bij 24 V uit op een stroom van (bijna) 0 A. Die belastingslijn geeft de belastingsweerstand van de transistor weer. Rara, hoe groot is die?

De belastingsweerstand is 'de spanningsvariatie gedeeld door de bijbehorende stroomverandering'. We kunnen 'ergens' op de belastingslijn twee punten kiezen en daarbij de spanningen en stromen in de grafiek aflezen. Elk paar punten is goed. Omdat het hier om een rechte lijn gaat, kunnen we ook de uiteinden van die lijn kiezen: 1 A bij 2 V (in 'de knie') en (bijna) 0 A bij 24 V, zodat:

$$R_u = (24 - 2) / (1 - 0) = 22 \Omega$$

Waar moeten we de transistor voor klasse-A dan instellen? Juist midden tussen de 2 en de 24 V, dus 13 V. De ruststroom zal daarbij $(24 - 13) / 22 = 0,5 \text{ A}$ zijn.

NB : Hoe steiler de belastingslijn is ten opzichte van de horizontale as, des te kleiner is de R_u . Voor de wiskundigen onder u: $R_u = \cotg \beta$ waarin β de hoek tussen de belastingslijn en de horizontale as is (zie figuur 1).



Figuur 2 - De klasse-A schakeling

6.1 Aanpassen

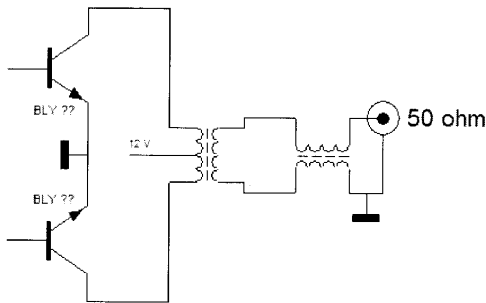
Als we een eindtrapje willen maken dat een 50 Ω uitgang heeft, moeten we dus die 22 Ω aanpassen op 50 Ω (zie figuur 2). Als het voor één frequentie is, kan dat met een afgestemde kring. Moet het breedbandig, dan komen we met een 1 : 2 trafo (1 : 1,4 in spanning) heel aardig uit: $50 / 2 = 25 \Omega$. Mooi toch?

6.2 De R_i van de eindtrap

Ja, wat is nu de weerstand die we 'zien' als we 'in de 50 Ω uitgang kijken?' Laten we eerst maar eens 'in de collector kijken'. De daar gevonden waarde is door de trafo aan de uitgang domweg twee keer zo groot. In figuur 1 zijn de karakteristieken geïdealiseerd. De knie is scherp, en de bijna horizontale lijnen liggen allemaal op dezelfde afstand en lopen evenwijdig. In werkelijkheid is dat een beetje anders, maar we willen een grootteorde weten, dus....

De bijna-horizontale lijnen vertegenwoordigen de R_i van de transistor. In de torrentechniek noemen ze die anders. Bij buizen wordt nog steeds over de R_i gesproken, dus houden

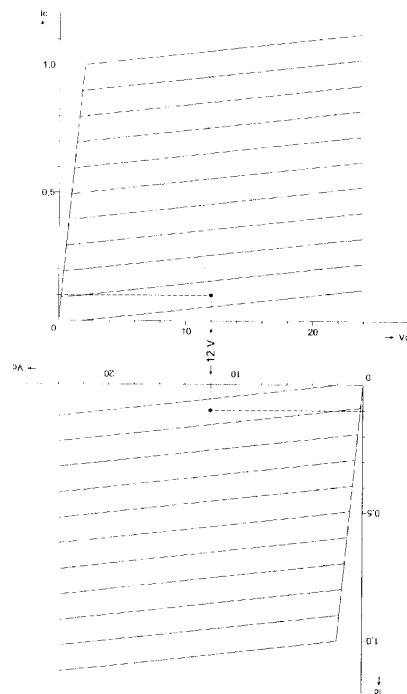
we het daar even op. Hoe groot is die R_i in onze figuur 1? We zagen eerder bij R_u dat een steilere lijn een kleinere R_u betekent. We zien zo al aan de hoek 'a' dat de helling veel kleiner is dan die van de belastingslijn (hoek β). De R_i zal dus wel groter zijn. Laten we maar eens kijken. De R_i is ook 'de spanningsvariatie gedeeld door de stroomverandering' maar nu langs een van de transistor-karakteristieken. Bij de bovenste lijn zien we dat er bij 2 V 1 A loopt. Bij 20 V loopt er 1,1 A. Derhalve is op de collector $R_i = (20 - 2) / (1,1 - 1) = 18 / 0,1 = 180 \Omega$. Aan de uitgang van ons zendertje (achter de trafo) wordt dat dus $2 \times 180 = 360 \Omega$. Hoezo: $R_i = R_u$?



Figuur 3 – Een simpele voorstelling van een balans-eindtrap

7. Balans eindtrapje

We gaan natuurlijk ook nog even kijken naar een klasse-AB balans eindtrapje voor SSB. Een eenvoudige voorstelling daarvan is te vinden in figuur 3. Er bestaat ene meneer

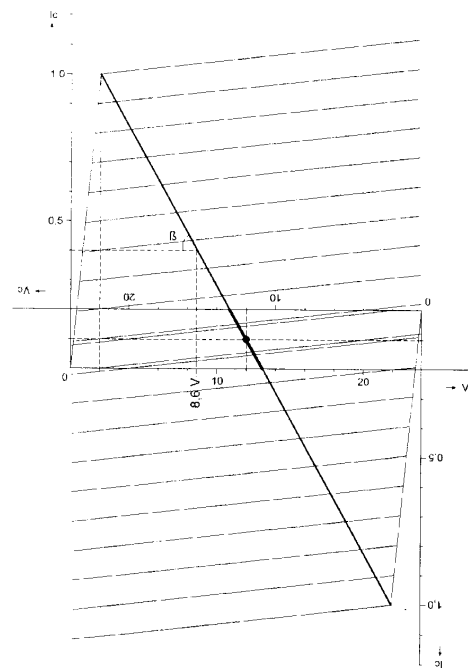


Figuur 4 – De twee karakteristieken op 12 V boven elkaar gelegd

Thomson die een manier bedacht heeft om voor twee buizen-in-balans de belastingslijn te vinden. Deze methode vind je nog al eens in audio buizenversterker-boeken. Ik begrijp niet dat het zo ingewikkeld moet.

We nemen hetzelfde transistortype. Met twee van die dingen maken we de klasse-AB eindtrap. Volgens de fabrikant moet de ruststroom 100 mA zijn als met een voedingsspanning van 12 V wordt gewerkt. Om de belastingslijn te vinden, moeten we twee karakteristieken hebben die over elkaar heen geschoven kunnen worden. Als uit het databoek de karakteristiek één keer op papier en één keer op een transparant wordt gekopieerd, kun je ze 'over elkaar schuiven'. In figuur 4 hebben we de karakteristieken nog onder elkaar liggen, met dien verstande dat de voedingsspanning (hier: 12 V) bij beide karakteristieken recht boven elkaar liggen. In de twee grafieken is de instelling aangegeven met een punt (12 V bij 0,1 A). Vervolgens schuiven we de onderste grafiek omhoog tot de instelpunten op elkaar liggen (figuur 5). We kunnen nu de belastingslijn tekenen waarbij maximaal vermogen uit de balans eindtrap wordt verkregen. Deze loopt van de ene knie naar de andere. In het gebiedje waarin beide transistoren stroom trekken (dikker getekend), is sprake van klasse-A. Wordt de sturing groter dan geleiden beide transistoren in de pieken niet langer. We spreken dan van klasse-B.

NB : Bij deze ideale transistoren is dit klasse-A gebied eigenlijk niet nodig. Als we echter naar 'echte' karakteristieken kijken, zien we dat het spul bij kleine stromen 'in elkaar zakt': de lijnen komen nog vlakker te lopen en de afstanden tussen de lijnen worden kleiner. Dit kan gecompenseerd worden door beide transistoren daar in klasse-A te laten werken.



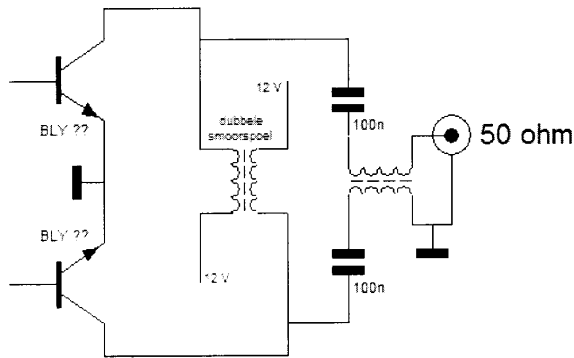
Figuur 5 – De twee karakteristieken over elkaar geschoven op het werkpunt. De belastingslijn loopt dan "van knie naar knie"

7.1 Aanpassen

Waar het allemaal om gaat is: het vinden van de gunstigste belastingsweerstand R_u tussen de twee collectoren! Die kunnen we weer uit de helling van de belastingslijn halen. Het voert te ver om af te leiden dat hier $R_u = 4 \times \cotg \beta$. Om $\cotg \beta$ te berekenen, nemen we een punt op de belastingslijn bij 0,4 A. De spanning die daar bij hoort, blijkt 8,6 V. Dat is het ene punt. Voor het andere punt nemen we weer 1 A bij 2 V. Dan is:

$$\cotg \beta = (8,6 - 2) / (1,0 - 0,4) = 11$$

Dat zou de R_u zijn als de zaak in klasse-A stond. Voor klasse-B wordt de R_u tussen de twee collectoren echter vier keer zo groot. Dat is minder eenvoudig in te zien (in klasse-B werkt elke transistor maar de helft van de tijd en dat moet je kwadrateren als je over vermogen praat..... zo iets). Neem dat maar even aan. Deze balansversterker geeft dus het meeste vermogen af als de belasting tussen de twee collectoren $4 \times 11 = 44 \Omega$ is. Dat is bijna 50 Ω . We kunnen dus volstaan met een 1 : 1 trafo of met een dubbele smoorspoel en een balun (zie figuur 6).



Figuur 6 – Een 1 : 1 aanpassing met balun

7.2 De R_i van de balanstrap

Wat is nu de R_i tussen de collectoren? Ook hier hebben we te maken met die factor 4. We zagen eerder dat de R_i van deze transistor-in-klasse-A = 180 Ω was. Dus voor klasse-B wordt $R_i = 4 \times 180 = 720 \Omega$. Die zien we bij een 1 : 1 verhouding ook aan de 50 Ω uitgang. Wederom: hoezo, $R_i = R_u$?

8. Conclusies

Er bestaat geen relatie tussen de optimale R_u , waarbij een schakeling in staat is het meeste vermogen af te geven, en de weerstand 'die je terug kijkend in de schakeling' (R_i) ziet. Ga maar na: als in figuur 1 de karakteristieken vlakker zouden lopen veranderde er niets aan de belastingslijn en dus niets aan de optimale R_u . De R_i zou echter groter zijn terwijl de versterker hetzelfde vermogen kan leveren. Als de versterking over een groot frequentiegebied constant moet zijn, is het verstandig om gebruik te maken van tegenkoppeling. Bij 'dikke' transistor-eindtrappen van Motorola die van 1,5 tot 30 MHz (is 4 octaaf) vlak moeten lopen, wordt driftig tegengekoppeld. In audio-versterkers doe je dat zeker. Daar moet je over 10 octaaf 'vlak blijven'. Bovendien neemt de niet-lineaire vervorming af (als je geen fouten maakt) en wordt de R_i lekker klein zodat de impedantie-kromme van de luidspreker er niet meer toe doet.

Er zijn audio-buizenversterker-freaks die beweren dat een eindtrap met triodes beter is dan met penthodes. Met penthodes bereik je bij hetzelfde ingangsvermogen een twee keer zo groot uitgangsvermogen dan met triodes. Kortom het rendement van penthodes is twee keer zo groot. Dat bedacht Telligen (de uitvinder van de penthode) al in de dertiger jaren! Tegenkoppelen is bij die lui taboe! De lage R_i van triodes zorgt voor een 'goede aanpassing' op de luidsprekers! Ze streven er naar om op 4 of 8 Ω uit te komen..... Ja, ja, $R_i = R_u$ is een hardnekkig misverstand.

Succes maar weer met de hobby,
73 de PAØSU,
Herbert.
mail: PAØSU@amsat.org