

ETbias

Meer dan alleen bias regelen

Theoretisch kader over digital bias, analog bias en de
VanderVeen-Tentlabs-benadering

Met als doel een regelaar te ontwikkelen om buisstromen te bewaken
en stabiel te houden zonder het audiosignaal te beïnvloeden.

Child-Langmuir wet

$$I \propto V^{3/2}$$

$$I = K \cdot V^{3/2}$$

Triode (globale relatie)

$$I_a \propto (V_k + \mu V_p)^{3/2}$$

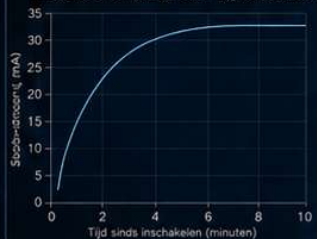
EMA (Exponential Moving Average)

$$y[n] = \alpha x[n] + (1-\alpha)y[n-1]$$

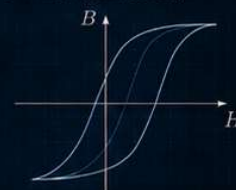
$$\alpha = 1 - e^{-T_s/\tau}$$

Opwarmgrafiek 6AS7

Illustratieve opwarmgedrag: stroom stijgt en stabiliseert



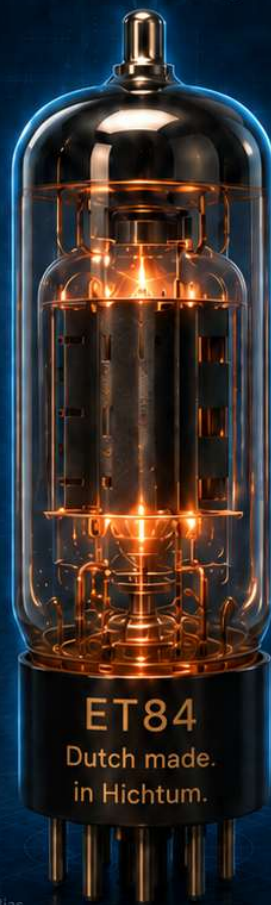
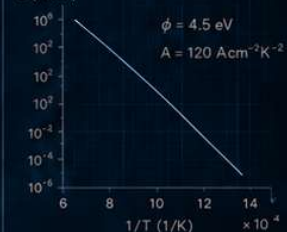
B-H lus (kernmateriaal)



Richardson-Dushman
thermionische emissie

$$J = A T^2 e^{-\phi/(kT)}$$

J (A/m²)



ESP32
DevKit V1

```
main.ino (fragment)
Wire.begin(PIN_SDA, PIN_SCL);
dacPreset = dac.begin(0x60, 8Wire);
SPI.begin(PIN_SPI_SCK, PIN_SPI_MISO, PIN_SPI_MOSI);
adsWriteReg(0x01, 0x04); // 20 SPS continuous
webSetup();
enterPhase(PHASE_HEAT);
if (elapsed >= HEAT_MS) enterPhase(PHASE_RAMP);
doInitTune();
if (elapsed >= INIT_TUNE_MS) enterPhase(PHASE_AUTOBIAS);
```

Audioguard - PCB



Inhoudsopgave

Voorwoord	5
1. Inleiding	6
2. Buizenfysica: emissie, space-charge en gridcontrole.....	7
2.1 Thermionische emissie.....	7
2.2 Space-charge (ruimtelading) en de Child–Langmuir-limiet	7
2.3 Gridcontrole en transconductantie	10
2.4 Warm-up en stabilisatie.....	12
3. Wat betekent 'bias' in een audio-eindtrap?.....	13
3.1 Werkpunt en klasse.....	13
3.2 Driftmechanismen	13
4. Analog Bias: klassieke oplossingen en hun fysische 'stille' karakter.....	14
4.1 Kathodebias.....	14
4.2 Fixed bias en analoge DC-servo.....	14
5. Digital Bias: meten, filteren en corrigeren zonder audio te storen.....	15
5.1 Signaalketen.....	15
5.2 Deadband en hysteresis	16
5.3 EMA-filter als 1e-orde laagdoorlaat.....	16
6. Waarom biascorrectie modulatie en IMD kan veroorzaken.....	Fout! Bladwijzer niet gedefinieerd.
6.1 Biasupdate als gain-perturbatie	Fout! Bladwijzer niet gedefinieerd.
6.2 Rustgedrag versus audiogedrag	Fout! Bladwijzer niet gedefinieerd.
7. Vanderveen-TentLabs en quiet-window correctie	21
7.1 Het principe	21
7.2 Windowparameters	21
7.3 DC-balanscorrectie.....	21
7.4 Praktijk: van quiet-window uit buisstroom naar aparte audiogate	21
8. Uitgangstransformator magnetica: B-H, kernverzadiging en DC-gevoeligheid.....	23
8.1 B-H lus	23
8.2 DC-bias verschuift het werkpunt	24
8.3 Toroids en DC	25
8.4 Push-pull DC-balans	27
9. Samenvatting en kernboodschappen	28
10. Hardware: hoe het werkt.....	30
10.1 De versterker zelf: ANK EL84	30
10.2 Hoofdschema ETbias_main	31
10.3 Bias-PCB: hoofdprint.....	31

10.4 Van DAC naar negatieve roosterspanning	32
10.5 Audioguard: stilte apart meten	32
10.6 Safety en hardstop	33
10.7 De hele lus in gewone taal	34
11. Het algoritme: snel corrigeren met weinig SPS	34
11.1 Sampling.....	34
11.2 Doorlooptijd: de 4 seconden zijn leidend	35
11.3 Wat blijft geldig als de gate dicht gaat?	35
11.4 Snel corrigeren zonder te gaan jagen.....	36
11.5 Pseudocode hoofdloop.....	36
11.6 Mini-bursts bewaren of wissen?.....	37
11.7 Conclusie algoritme.....	37
12. Testen, experimenteren en zichtbaar maken	37
12.1 Van serial output naar zichtbaar gedrag.....	37
12.2 Waarom zoveel knoppen?	38
12.3 De schermen hebben ieder hun eigen taak.....	38
12.4 Dashboard: loopt het goed?.....	38
12.5 Diagnose: waarom doet hij dit?.....	38
12.6 Expert: instellen en testen zonder opnieuw compileren	39
12.7 Advanced: de rand van het systeem opzoeken.....	39
12.8 Testfase: van idee naar bewijs.....	39
12.9 Wat later naar de bijlage kan	Fout! Bladwijzer niet gedefinieerd.
13. Praktijktesten: zien wat de ETbias werkelijk doet.....	40
13.1 De meting die het principe samenvat.....	40
13.2 HOLD: drift zonder correctie	41
13.3 RUN: drift gecompenseerd.....	41
13.4 Diagnose: niet alleen wat, maar waarom.....	42
13.5 Serial/debug: bewijs onder de motorkap.....	43
13.6 Per-buis target: belangrijk voor de UGT	43
13.7 Wat deze testfase bewijst	44
14. Afregelen en tunen van de ETbias.....	44
14.1 Eerst veiligheid, dan pas mooi regelen	44
14.2 Targets per buis kiezen	44
14.3 Regelparameters: wat doet welke knop?.....	45
14.4 Praktische afregelvolgorde.....	45
14.5 Gate-drempel afstellen	45
14.6 Mini-bursts: snel maar niet dom.....	45
14.7 Wat je niet tegelijk moet doen	46

14.8 Wanneer is de instelling goed?	46
14.9 Factory reset en profielen.....	47
15. Bronnen, rechten en herkomst van materiaal.....	47
15.1 Uitgangspunt	47
15.2 Overzicht bronnen en materiaal.....	48
15.3 Rechten en voorzichtig delen.....	48
15.4 Praktische afspraak voor dit boek.....	49

Voorwoord

Dit theorieboek bundelt de fysica, magnetica en systeemtheorie achter biasregeling in buizenversterkers, zoals ik het denk te begrijpen. In mijn eigen taal geschreven. De kernvraag is: hoe combineer je lange-termijn stabiliteit tegen drift, veroudering en temperatuur met audiotecnische stilte. Dit houdt in: geen hoorbare modulatie of introductie van extra intermodulation distortion (IMD) of andere artefacten door de regelactie.

Een deep dive waar ik met mijn (beperkte) kennis een hele kluit aan heb gehad. En ook een soort tijdreis terug naar mijn MTS-periode, waar ik de echte basiskennis heb opgedaan maar eigenlijk nooit écht heb begrepen of toegepast. Tegen de wiskunde en natuurkunde zat ik aan te hikken; het moest vaak worden toegepast in de elektronica. Door dit gebrek was ik niet in staat om door te stromen naar de HTS. Maar er was ook een nieuwe studierichting: computerkunde. Dat leek mij wel wat. Ik kon zelfs al met machinetaal een datablok verhuizen. Met de Elektuur Junior Computer als eindproject heb ik uiteindelijk het diploma gehaald. In het bedrijfsleven heb ik mij verder kunnen ontwikkelen op het gebied van zowel hardware als software. Ik beheerste (nu vreemde) computertalen zoals RSX welke werden gebruikt in PDP-11 systemen van Digital Equipment en later Open VMS, waar later Windows NT uit is voortgevloeid. In mijn laatste jaren had ik een mentor functie en heb vele malen voor de de klas gestaan (business school) om mijn kennis over te dragen aan de volgende generatie engineers. Ik ben al meer dan 40 jaar trouw lid van het elektronica tijdschrift Elektuur (nu Elektor) en is altijd waardevol geweest om mijn HW kennis bij te houden en om te verdiepen.

Nu, zoveel later, blijkt een aantal zaken van die basiskennis flink onder het stof te zijn geraakt. Maar met moderne middelen zoals LTspice, AI, een denktank te Hichtum, Annemiek soep, mijn programmeerervaring en de broodnodige zelfstudie om de materie te beheersen, bleek het mogelijk om mijn idee voor een ETbias in het digitale domein te ontwikkelen mogelijk.

Ik ben op nul begonnen: het prototype op basis van een Arduino welke ik heb gebouwd, heeft waardevolle informatie opgeleverd en mijn theorieën deels bevestigd. Het leverde tevens veel nieuwe vragen en inzichten op waar ik het antwoord zelf op moest zoeken. Wezenlijke problemen en beperkingen kwamen aan het licht: modulatie, meten bij nuldoorgang, werken met transistoren, op-amps en andere nieuwe dingen voor mij, en hardwarematige restricties. Mijn studies en observaties heb ik in dit document vastgelegd. Het laat het hele proces zien: van idee tot realisatie.

Het idee.

De HIBU speelde zo mooi na mijn kortsluitperikelen. Maar ik zat mij groen en geel te ergeren aan de buisstromen; deze waren zeer onstabiel. Afregelen was dagelijkse kost. Ik had gelukkig een handig LCD ingebouwd om de buisstromen te visualiseren en kon makkelijk bijregelen. Hoe kan dat driften? Zou de condensator uit het bakje te oud zijn? Maar vervangen door een echte maar zonder resultaat.

We hadden het in Hichtum over voeding en netspanning gehad. Toen ging er een lichtje branden. Zonnepanelen in overvloed hier. Fluke 72 aan het net gehangen. Muziek, koffie, kijken. Oei! Nooit bij stilgestaan dat de netspanning zo fluctueert: S'morgens dit en s'avonds dat. Die "Joost" voeding is rocksteady, maar de gloeispanning komt direct van de trafo dus fluctueert. Nooit bij stilgestaan, dus dit was mijn eerste aanknopingspunt "hoe kan dat nou?". Het onderzoek werd gestart met verdieping over het fenomeen thermoionische emissie. Écht terug naar de basis zoals veel tijdens de ontwikkeling.

Belangrijk: De ETbias moet geen automatische potmeter worden, maar een volwaardig, universeel inzetbaar systeem om buisstromen stabiel te houden zonder de muziek aan te raken (spectrale hygiëne).

1. Inleiding -right to the point

Bias is het gelijkstroom-werkpunt van een buis: de ingestelde relatie tussen gridspanning, anodespanning en anode- (of kathode-) stroom. In een audioversterker bepaalt dit werkpunt zowel de lineaire marge (clipping, headroom) als de vervorming. In push-pull eindtrappen bepaalt bias bovendien de DC-balans: een kleine mismatch in ruststroom kan een uitgangstransformator al voormagnetiseren (kernverzadiging) en zo vervorming bij vooral lage frequenties en/of hoge signaal energie veroorzaken. Digitale biasregeling kan drift automatisch compenseren, maar introduceert een nieuw risico: de regelactie *zelf* kan in het audiosignaal terechtkomen als modulatie of als extra IMD (Intermodulation Distortion).

In mijn onderzoek heb ik als belangrijke eis gesteld: maak een duidelijke scheiding tussen rustgedrag (correctie mag) en audiogedrag (correctie vermijden of slim timen).

Rustgedrag: het audiosignaal is (bijna) afwezig of klein. Correctie mag relatief vaak gebeuren, zolang de regelkring stabiel is en geen onrust introduceert.

Het uitgangspunt van mijn onderzoek is de zogeheten Vanderveen-TentLabs, welke ik uitgebreid heb bestudeerd. Dit is een **analoge bias-servoregeling**: zij meet continu, maar voert correcties alleen uit binnen **stille momenten** (lage signaalenergie en/of rond nuldoorgangen). Daardoor wordt langzame drift (temperatuur, veroudering, netvariaties, component toleranties) gecorrigeerd zonder dat de bias lus de muziek moduleert.

Een belangrijk praktisch voordeel is dat de Vanderveen-TentLabs een simpel, goedkoop ontwerp is dat in de praktijk is bewezen en zeer effectief is. Juist door het correctieproces tijdselectief te maken (niet continu), voorkomt het de belangrijkste valkuil van de digitale bias-servoregeling: IMD en zijbandproducten door bias-updates tijdens audiogedrag; de regeling volgt de muziek en veroorzaakt modulatie. In die zin is Vanderveen-TentLabs voor veel toepassingen een referentie-oplossing: eenvoudig, goedkoop, robuust, bewezen en auditief veilig.

Het doel van dit onderzoek is daarom niet om meer, sneller of beter te corrigeren dan de Vanderveen-TentLabs, maar om te onderzoeken of een Digitaal Bias-systeem het gedrag van de Vanderveen-TentLabs kan benaderen:

- **corrigeren wanneer het stil is,**
- **niet corrigeren wanneer er muziek is,**
- **de bias stabiel genoeg houden op lange termijn, zonder audiomodulatie.**

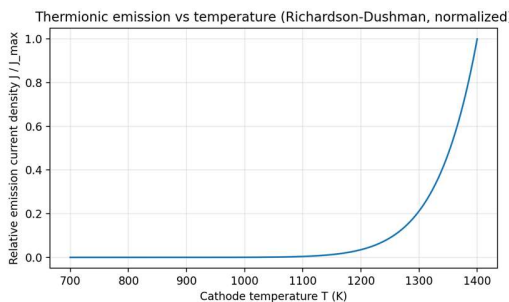
Met andere woorden: de uitdaging voor Digital Bias is niet de meetnauwkeurigheid, maar het realiseren van een tijd selectieve correctiebenadering (quiet-window gating) die biasupdates beperkt tot momenten met lage signaalenergie, in lijn met het Vanderveen-TentLabs principe.

2. Buizenfysica: emissie, space-charge en gridcontrole

2.1 Thermionische emissie

Het fenomeen waarbij een metaal of andere elektrode ladingsdragers (meestal elektronen) uitzendt wanneer het wordt verwarmd, omdat de thermische energie de elektronen genoeg kracht geeft om te ontsnappen aan de aantrekkingskracht van het materiaal. Verhitting van de kathode levert elektronen. De emissiestroom is afhankelijk van de temperatuur van de kathode. Met name bij grote eindbuizen zoals de 6AS7 is er sprake van een stabiele buisstroom na meer dan 15 minuten. Dit verklaart de drift tijdens opwarming.

Richardson-Dushman ontdekte in 1910 : de emissiestroom van een verhitte draad is exponentieel afhankelijk van de temperatuur van de draad .



Figuur 2 - Thermionische emissie stijgt sterk met temperatuur. Genormaliseerde curve volgens Richardson-Dushman (illustratief).

2.2 Space-charge (ruimtelading) en de Child–Langmuir-limiet

2.2.1 Wat is space-charge?

Wanneer een kathode heet genoeg is, verlaten elektronen deze door thermionische emissie. De elektronen vormen tussen kathode en anode geen “lege ruimte”, maar een negatieve ladingswolk: de space-charge of ruimtelading.

Deze wolk is essentieel: het remt verdere elektronen die de kathode willen verlaten (Coulomb-afstoting) en bepaalt daarmee de stroom.

Er zijn grofweg twee regimes:

1. Emission-limited: de kathode “kan niet meer leveren”; de stroom wordt beperkt door emissiecapaciteit, zoals onder meer de temperatuur van de kathode en de kathode geometrie.
2. Space-charge-limited: de kathode kan wel leveren, maar de ladingswolk in de ruimte begrenst de stroom; de ruimte tussen de elektroden raakt “vol” met elektronen; die elektronen veranderen het veld zó dat ze de toestroom van nieuwe elektronen zelf beperken.
3. In audioversterkers opereert een buis vaak grotendeels in (of dicht bij) space-charge-limited gedrag, zeker bij een “typical” anodespanning.

2.2.2 Child–Langmuir wet: de diode als basisintuïtie

Voor een ideale **vacuümdiode** (geen rooster, 1D benadering, vlakke elektroden) volgt uit de Poisson-vergelijking en energierelatie dat de stroom in space-charge-limited regime schaal als:

$$I \propto V^{3/2}$$

Vaak geschreven als:

$$I = K \cdot V^{3/2}$$

waarbij (K) een geometrie- en oppervlakafhankelijke constante is (conceptueel: emissieoppervlak, elektrodeafstand, enz.).

Belangrijke interpretatie: ($V^{3/2}$) betekent dat de relatie **niet-lineair** is. De diode is dus fundamenteel een niet-lineair element, zelfs zonder rooster.

2.2.3 Waarom dit ook bij triodes geldt

Een triode heeft een extra elektrode: het rooster. Dat rooster maakt de buis “regelbaar”: kleine rooster-spanningsvariaties geven relatief grote stroomvariaties (transconductantie). Toch blijft Child–Langmuir als intuïtie bruikbaar, omdat:

- de stroom nog steeds door een ruimte-lading “heen” moet,
- het potentiaalverschil in de buurt van de kathode nog steeds bepalend is,
- en het rooster in feite het elektrische veld “vormgeeft” in het kritische gebied vlak bij de kathode.

Praktisch: het rooster verandert niet de fysica dat de stroom door een space-charge wolk moet, maar *verschuift* de effectieve veldsterkte en dus het toegestane stroomniveau.

Een bekende triode benadering is daarom dat de anode-stroom afhangt van een effectieve spanning:

$$I_a \approx K \cdot (V_a + \mu V_g)^3$$

Dit is geen exacte wet voor alle buizen, maar een krachtige conceptuele beschrijving:

- V_g stuurt sterk mee via de factor μ (roosterinvloed).
- De $3/2$ -macht verklaart dat de stroomkrommen intrinsiek krom (niet-lineair) zijn.

Nog even over μ en transconductantie, “hoe zat het ook alweer”:

μ :

De versterkingsfactor **μ** geeft aan hoeveel invloed het rooster heeft ten opzichte van de anode. Een kleine verandering van de roosterspanning heeft veel meer effect op de anodestroom dan dezelfde verandering van de anodespanning. Eigenlijk dus: μ geeft aan hoeveel verandering in anodespanning nodig is om een kleine verandering in roosterspanning te compenseren, zodat de anodestroom gelijk blijft. Daarom zie je in eenvoudige triode-modellen vaak dat de roosterspanning wordt vermenigvuldigd met μ . Het rooster “stuurt” de buis dus veel sterker dan de anode.

Voorbeeld: bij een 12AX7/ECC83 is μ ongeveer 100. Een verandering van 1 V op het rooster heeft dan, rond het gekozen werkpunt, ongeveer hetzelfde effect als 100 V verandering op de anode.

g_m: transconductantie / steilheid

Een triode heeft naast een kathode en anode een extra elektrode: het rooster. Dat rooster ligt fysiek dicht bij de kathode, precies in het gebied waar de elektronen net zijn uitgestoten en waar de space-charge wolk ontstaat.

Omdat het rooster zo dicht bij de bron van de elektronen zit, kan een kleine verandering in roosterspanning het elektrische veld in dit kritieke gebied sterk beïnvloeden. In feite werkt het rooster als een kraan op de elektronenstroom: iets negatiever betekent meer afknijpen, iets minder negatief betekent verder openzetten.

Daarom is een triode regelbaar. Kleine variaties in roosterspanning veroorzaken relatief grote variaties in anodestroom. Die gevoeligheid wordt gekwantificeerd door de transconductantie, in het Nederlands traditioneel steilheid genoemd.

Steilheid is letterlijk de helling van de stroom-tegen-roosterspanning-karakteristiek rond een gekozen werkpunt: hoeveel milliampère extra anodestroom je krijgt per volt verandering op het rooster. Een triode met hoge steilheid reageert sterk op kleine roosterbewegingen; een triode met lage steilheid reageert minder sterk.

Hoge steilheid betekent dus hoge gevoeligheid voor het signaal: kleine veranderingen in roosterspanning geven grote veranderingen in anodestroom. Dat kan gunstig zijn, maar de uiteindelijke lineariteit hangt ook af van het werkpunt en de belasting.

2.2.4 Link naar niet-lineariteit, vervorming en bias

De (3/2)-relatie verklaart meteen waarom werkpuntkeuze (bias) zo belangrijk is:

- Rond een gekozen biaspunt is de relatie tussen kleine spanningsvariaties en stroomvariaties **niet perfect lineair**.
- Wanneer het audiosignaal groter wordt, ga je over een groter deel van die kromme heen en neemt vervorming toe.
- Als je het werkpunt (bias) tijdens muziek verschuift, verander je de lokale helling (effectieve g_m) én de kromming. Gevolg: een mechanisme voor modulatie

Je kunt dit ook als volgt formuleren:

- **Rustgedrag:** je wil het werkpunt stabiel houden tegen drift (temperatuur/veroudering, component toleranties).
- **Audiogedrag:** je wil niet dat een biaslus de buis over een ander deel van de (3/2)-kromme schuift terwijl het signaal loopt, want dan is er kans op modulatie.

Daarom past Child–Langmuir perfect in de rode draad van dit boek: het maakt duidelijk dat buisstroom van nature niet-lineair is, en dat correctie niet alleen DC corrigeert maar óók de positie welke de niet-lineariteit kan veranderen.

2.2.5 Praktische nuance: Klopt het altijd?

Child–Langmuir is een ideaalmodel. In echte buizen spelen o.a. mee:

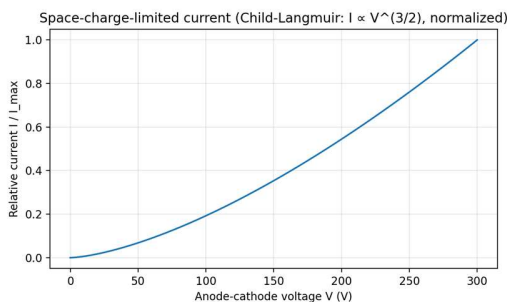
- elektrodegeometrie (cilindrisch, niet vlak, directe verhitting, gloeidraad verhitting),
- roosterstructuur en veldvervorming,
- secundaire emissie, roosterstroom (bij ($V_g > 0$)),
- contactpotentiaal, temperatuurverdeling, materiaal,
- ruimte-lading die niet uniform is.

Toch blijft het kernpunt overeind:

In space-charge-limited bedrijf heeft stroom een sterke niet-lineaire afhankelijkheid van spanning; het rooster "stuurt" dat veld, maar elimineert die niet-lineariteit niet.

Samenvattend:

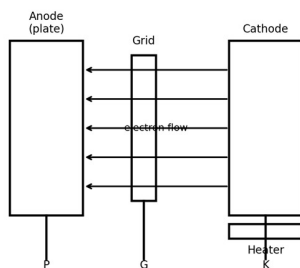
$$I \propto V^{3/2}$$



Figuur 3 - Space-charge-limited diode-gedrag: stroom groeit ongeveer met $V^{3/2}$.

2.3 Gridcontrole en transconductantie

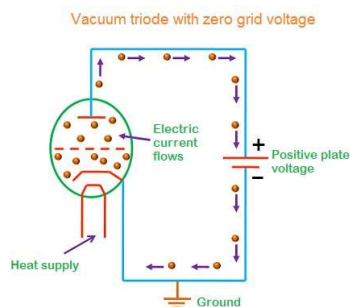
Het grid stuurt de stroom: kleine veranderingen in V_g geven relatief grote veranderingen in I_a . Rond een werkpunt kun je dit vatten met g_m , maar g_m varieert met temperatuur en stroom.



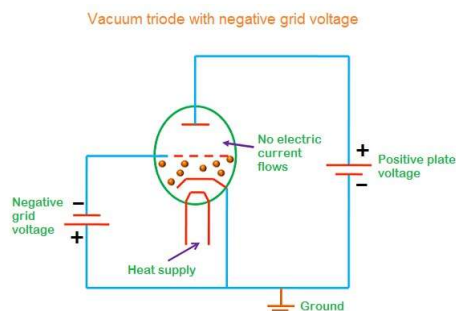
Figuur 4 - Vereenvoudigde triode: emissie vanaf de kathode, stroom gestuurd door het grid.

2.3.1 Ruimtelading en gridspanning: drie regimes (illustratief)

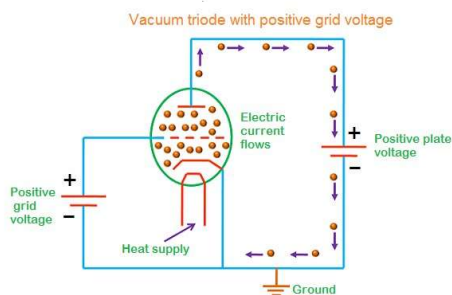
De elektronen verlaten de kathode door de thermionische emissie, maar vlak boven de kathode vormt zich een negatieve ladingswolk: de ruimtelading. Die ruimtelading begrenst de stroom (Child–Langmuir-regime) en maakt dat de buis zich gedraagt als een soort klep; het stuurrooster beïnvloedt het elektrisch veld in dit kritische gebied, waardoor een kleine verandering in roosterpotentiaal een relatief grote verandering in anodestroom kan veroorzaken (transconductantie). De drie schema's in Figuur 4a–4c tonen conceptueel wat er gebeurt bij $V_g = 0$, V_g negatief (cut-off) en V_g positief (gridstroom).



Figuur 4a - Triode met $V_g = 0$ V: emissie en ruimtelading laten een anodestroom toe; de stroom is meestal space-charge-limited.

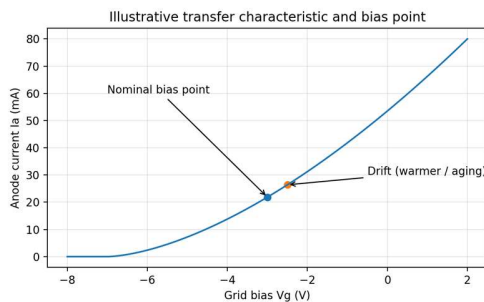


Figuur 4b - Triode met $V_g < 0$: het rooster maakt het veld bij de kathode ongunstig; elektronen worden teruggeduwd en de buis gaat richting cut-off.



Figuur 4c - Triode met $V_g > 0$: het rooster trekt elektronen aan; anodestroom kan stijgen maar er ontstaat roosterstroom.

Voor de biasregeling is vooral Figuur 4b relevant: een kleine extra negatieve roosterbias kan de gemiddelde ruststroom sterk verlagen omdat het rooster direct de ruimteladingzone beïnvloedt. Dit verklaart ook waarom een digitale DAC-stap geen vaste mA-stap oplevert: de gevoeligheid ($\partial I_a / \partial V_g$) hangt af van het werkpunt. (Dit wordt later in detail uiteengezet bij de werking van het ETbias algoritme). In audiobedrijf wil je daarom vermijden dat snelle variaties (audio of ruis) via de meetketen de roosterbias moduleren; de biaslus moet uitsluitend de langzame drift van het DC-werkpunt corrigeren.



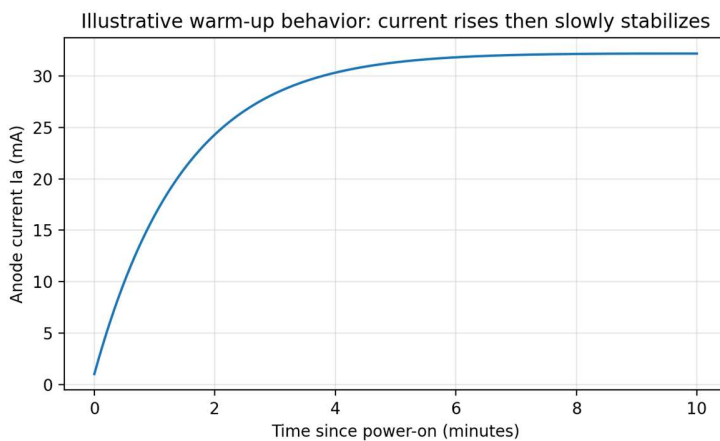
Figuur 5 - Illustratieve $I_a(V_g)$ transfercurve. Drift verschuift het werkpunt voor dezelfde V_g .

2.4 Warm-up en stabilisatie

Tijdens opwarming lopen meerdere processen tegelijk (heater, opbouw ruimtelading, kathodechemie). Tijdens dit proces gaat de ruststroom stijgen, overschieten en pas later stabiliseren.

Een stille digitale bias gebruikt daarom fasering: eerst opwarmen met vaste veilige bias, dan naar target brengen, en pas daarna trage driftcorrectie. Deze aanpak levert direct al een aantal belangrijke voordelen op:

- door het rooster tijdens de opwarmfase maximaal negatief te houden “start” de elektronen emissie na deze tijd geleidelijk hetgeen de levensduur van de buis ten goede komt.
- De anodestroom wordt continue bewaakt en het is eenvoudig om de software aan te passen en een actie te starten. Melding op lcd “valve failure” of uitschakelen als de anodestroom destructief hoog wordt.
- Bijhouden van de levensduur van de buis.



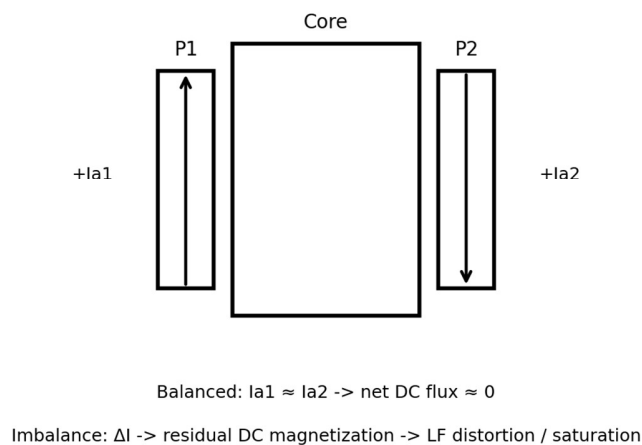
Figuur 6 - Conceptueel opwarmverloop: snelle stijging en daarna langzame stabilisatie . Meting gedaan met arduino prototype en 6AS7 als bewijs dat grotere buizen een langere opwarmtijd hebben. 1^e eis: een gefaseerde biasstrategie.

3. Wat betekent 'bias' in een audio-eindtrap?

3.1 Werkpunt en klasse

Te lage bias in klasse AB vergroot crossover vervorming; te hoge bias verhoogt de rustdissipatie (en daarmee warmteontwikkeling en buisbelasting).

In push-pull komt DC-balans bij: ideale cancelatie of opheffing van DC ampere-windingen minimaliseert kern voormagnetisatie (kernverzadiging).



Figuur 7 - In push-pull is DC-balans cruciaal. Een kleine mismatch kan de kern voor-magnetiseren en LF vervorming vergroten en met name H2- door de ontstane kernverzadiging.

3.2 Driftmechanismen

Driftbronnen kunnen zijn temperatuur, netspanning, veroudering, afnemend vacuum en meetketen-toleranties. Bij oxidekathode-eindbuizen (EL34, KT88, 6V6, EL84, enz.) kan langdurig bedrijf met te lage gloeispanning of langdurige 'warm standby' (gloeien aan, nauwelijks stroom) de effectieve emissie verminderen en leiden tot kathodevergiftiging: Dit uit zich als extra drift en een lagere haalbare ruststroom, maar is doorgaans een langetermijneffect en voor nu te verwaarlozen.

4. Analog Bias: klassieke oplossingen en hun fysische 'stille' karakter

4.1 Kathodebias

Kathodebias gebruikt lokale DC-terugkoppeling. Als de anodestroom stijgt, stijgt ook de spanning over de kathodeweerstand. Daardoor komt de kathode positiever te liggen ten opzichte van het rooster. Het rooster wordt dus relatief negatiever, waardoor de buis weer wordt afgeremd. Met een bypasscondensator over de kathodeweerstand blijft de kathode voor AC redelijk stil, vooral boven het -3dB punt van de RC-combinatie. Voor DC blijft de kathodeweerstand gewoon actief en bepaalt hij het werkpunt. Zo krijg je automatische DC-stabilisatie, terwijl de AC-versterking minder wordt tegengekoppeld.

Bij kathodebias kan de kathodespanning tijdens grote of langdurige lage-frequent signalen tijdelijk verschuiven. Door kathodeweerstand loopt de gemiddelde buisstroom, en de bypasscondensator kan die verandering niet oneindig snel of oneindig lang stilhouden, ontladen/laden. Daardoor verandert de effectieve bias tijdelijk. Dit heet kathode-bias shift. Het is vooral merkbaar bij grote signalen en lage frequenties, omdat de tijdconstante van kathodeweerstand en bypasscondensator dan meespeelt. Het gevolg is dat het werkpunt langzaam meebeweegt met het signaal, wat extra vervorming kan geven.

Dit is niet hetzelfde als blocking distortion

Grid-bias shift of blocking distortion is iets anders. Dat ontstaat wanneer het rooster positief wordt aangestuurd, roosterstroom gaat lopen en de koppelcondensator vóór het rooster wordt opgeladen. Daardoor wordt het rooster tijdelijk te negatief en kan de buis even dichtgedrukt worden, “afgeknepen”.

4.2 Fixed bias en analoge DC-servo

Bij *fixed bias* wordt de negatieve roosterspanning extern vastgelegd en niet automatisch door de kathodestroom gegenereerd. Dat geeft maximale vrijheid in het instellen van het werkpunt: geen kathodespanningsval, maximale headroom en een goed gedefinieerde ruststroom. Het nadeel is dat het werkpunt niet zelfcorrigerend is: door opwarming, veroudering en netspanningsvariaties zal de anodestroom langzaam wegdrijven van het instelpunt, waardoor periodieke hercalibratie nodig is.

Om dat te vermijden wordt fixed bias vaak gecombineerd met een *analoge DC-servo*. Zo'n servo meet de gemiddelde buisstroom (of een equivalente DC-grootheid) en stuurt de bias langzaam bij. Cruciaal is dat deze servo extreem traag wordt ontworpen: de tijdconstante ligt typisch in de orde van seconden tot minuten. Daardoor is de servo volledig ongevoelig voor audiofrequenties en corrigeert hij uitsluitend langzame drift. In dat opzicht lijkt een goed ontworpen analoge DC-servo sterk op de Vanderveen-TentLabs. Ook Vanderveen-TentLabs grijpt niet continu in, maar corrigeert alleen wanneer het audiosignaal (bijna) afwezig is: een zeer smal “venster” rondom de nuldoorgang. Het fundamentele principe is in beide gevallen hetzelfde: corrigeer alleen DC-afwijkingen, en laat het audiosignaal ongemoeid.

Het verschil zit in de manier waarop dat wordt bereikt:

- Een *analoge DC-servo* vertrouwt op een *zeer lage bandbreedte*. Door zijn traagheid “ziet” hij het audiosignaal eenvoudigweg niet.
- *Vanderveen-TentLabs* vertrouwt op tijdselectie: correctie is alleen toegestaan wanneer de signaalenergie laag is zoals bij een nuldoorgang. Tijdens audiogedrag wordt de bias vastgehouden.

Beide benaderingen vermijden audiomodulatie doordat de bias niet meebeweegt met het signaal. In tegenstelling tot snelle of event-rijke biasregelingen ontstaan er hierdoor geen discrete correctiemomenten in of nabij het audiogebied die zijbanden of intermodulatie kunnen veroorzaken. Bij event-rijke regelingen bestaat bovendien het risico dat de lus ‘achter de muziek aangaat’: de biascorrectie reageert dan (deels) op audio-gerelateerde stroomvariaties, wat zich kan uiten als AM-achtige modulatie en extra IMD.

Daarmee vormen fixed bias met een extreem trage analoge DC-servo en Vanderveen-TentLabs twee varianten van hetzelfde ontwerpincipe:

- biascorrectie moet óf zo traag zijn dat audio er niet in voorkomt
- of expliciet worden geblokkeerd wanneer audio aanwezig is.

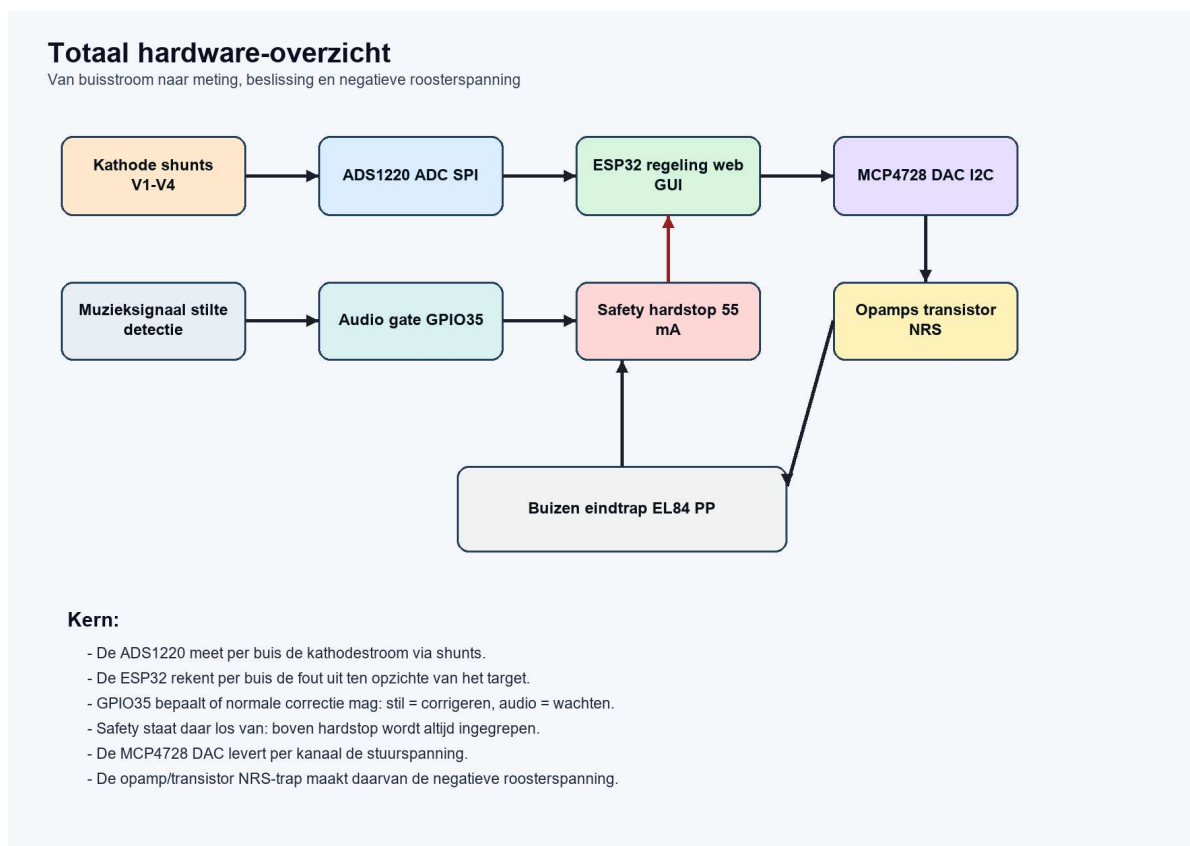
Deze vergelijking is essentieel voor dit onderzoek: Vanderveen-TentLabs geldt hier als praktisch referentiepunt. Het doel van Digital Bias is niet om sneller of “nauwkeuriger” te corrigeren, maar om te onderzoeken of het mogelijk is om met behulp van een microcontroller — net als bij de Vanderveen-TentLabs — drift te corrigeren zonder het audiosignaal spectraal te beïnvloeden.

Daarom zijn quiet windows en een zeer lage effectieve correctiebandbreedte essentieel: ze zorgen dat biascorrectie uitsluitend plaatsvindt tijdens rustcondities, zodat de regeling drift corrigeert zonder het audiosignaal spectraal te beïnvloeden.

5. Digital Bias: meten, filteren en corrigeren zonder audio te storen

5.1 Signaalketen

Dit is de praktische keten achter de digitale bias. De theorie zegt waarom de regeling stil moet zijn; de hardware bepaalt hoe dat in de versterker gebeurt. De uitgebreide bespreking van schema, print en audiogate staat in het praktijkdeel bij hoofdstuk 10.



Figuur 9a - Totaal hardware-overzicht: van shuntmeting naar digitale beslissing en negatieve roosterspanning.

Kort uitgelegd: shunts voor het meten van de buisstroom, de ADS1220 maakt daar digitale meetwaarden van, de ESP32 beslist, en de MCP4728 met opamp/transistortrap verzorgt de negatieve roosterspanning.

5.2 Deadband en hysteresis

Een digitale biaslus meet altijd een beetje ruis en kleine variaties. Als je op elke minimale afwijking zou reageren, krijg je continue DAC-updates, het z.g. jagen naar target, waardoor de werkpuntinstelling zelf een storingsbron vol ellende wordt. Daarom wordt de correctie bewust event-based gemaakt met deadband en hysteresis.

Deadband of hysteresis.

Rond de doelstroom definieer je een tolerantieband. Zolang de meetwaarde binnen die band blijft, wordt niet gecorrigeerd. Dit onderdrukt correcties op meetruis en op kleine, onbelangrijke variaties die geen echte drift zijn. In digitalbias-termen: binnen de band is “goed genoeg” en beter dan “continu perfect”. Dit wordt de hysteresis. Zonder hysteresis kan een regeling bij een grenswaarde heen-en-weer schakelen: net buiten de band corrigeren, vervolgens net binnen de band stoppen, daarna door ruis weer net buiten vallen, enzovoort. Hysteresis introduceert daarom twee drempels: een inschakeldrempel (waarbij je begint te corrigeren) en een uitschakeldrempel (waarbij je weer stopt). Daardoor moet de meetwaarde eerst *voldoende ver* terugkeren voordat de toestand omschakelt. Het resultaat is een stabiel gedrag met minder jagen rond het target en duidelijk minder correcties. Samen zorgen deadband en hysteresis ervoor dat de biasregeling drift corrigeert, maar rustig blijft tijdens normale signaal- en meetvariatie.

5.3 EMA-filter als 1e-orde laagdoorlaat

$$y[i] = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} x[i+j]$$

Dit ziet er voor niet-wiskundigen (zoals ik) bizar en onbegrijpelijk uit. In de C++ wereld blijkt dit echter een stuk vriendelijker te zijn (het is een bestaande functie en er staan legio voorbeelden op internet) en wordt later besproken in de werking van het algoritme. Maar na zwoegen en zweten ontdekte ik:

Het gedrag van het EMA-filter is goed te begrijpen door het te vergelijken met een klassieke **RC-laagdoorlaat** (weerstand–condensator) schakeling. In een RC-netwerk bepaalt de condensator als het ware de traagheid: bij een plotselinge sprong in de ingangsspanning laadt de condensator niet onmiddellijk naar de nieuwe waarde, maar volgt hij die sprong geleidelijk. De uitgangsspanning over de condensator verloopt als volgt:

De tijdconstante τ geeft aan hoe snel het systeem reageert. Na één tijdconstante is de uitgang al een groot deel van de stap gevolgd, maar nog niet volledig. Concreet geldt: na $t = \tau$ is ongeveer **63%** van de uiteindelijke waarde bereikt, na 3τ ongeveer **95%**, en na 5τ circa **99%**. Deze getallen zijn kenmerkend voor elk 1e-orde systeem en geven een intuïtieve maat voor “hoe snel” een filter een verandering doorlaat.

Het **EMA-filter** is de digitale oplossing van de RC-laagdoorlaat. Ook hier reageert de uitgang niet direct op een sprong in de meetwaarde, maar wordt de verandering verdeeld over de tijd:

- α (alpha) = hoeveel gewicht je geeft aan de nieuwe meting $x[n]$
- $1 - \alpha$ = hoeveel gewicht je laat staan van het vorige filterresultaat $y[n - 1]$

Gevolg:

- grote (bv. 0,5) $\rightarrow$ volgt snel, weinig “geheugen”: snelle staprespons: neemt per sample snel toe richting de eindwaarde.

- kleine (bv. 0,02) → is traag, veel “geheugen” (trage staprespons: neemt per sample slechts weinig toe richting de eindwaarde.)

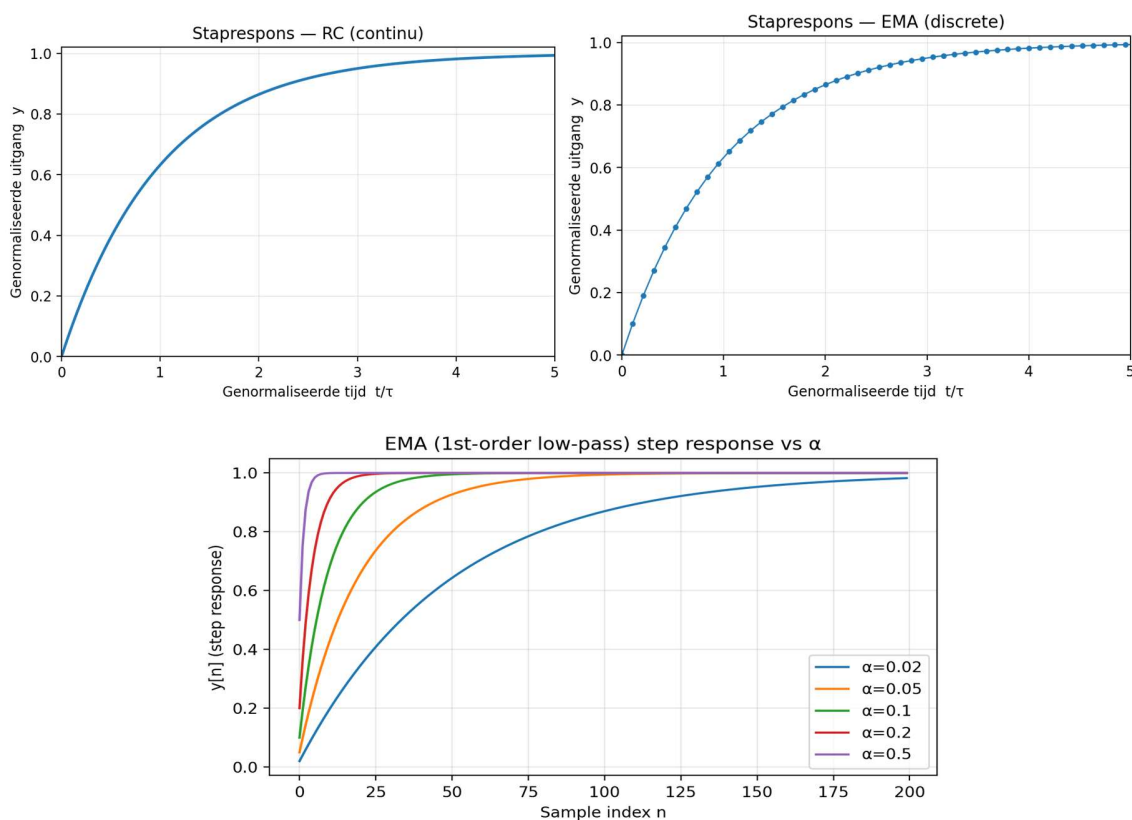
Je zou kunnen zeggen: α bepaalt de mengverhouding tussen “nieuw” en “oud”.

In deze vergelijking : α speelt dezelfde rol als in een analoog filter: een kleine α maakt het filter traag (sterke damping van snelle variaties), terwijl een grotere α het filter sneller maakt. De koppeling tussen de discrete EMA-parameter en een equivalente analoge tijdconstante luidt: $\alpha = 1 - e^{-T_s/\tau}$

Omdat het EMA-filter een 1e-orde laagdoorlaat is, onderdrukt het snelle audio-gerelateerde stroomvariaties en ruis, terwijl het de langzame drift van de ruststroom (bias) juist wél volgt en daardoor geschikt is als servosignaal.

Lagere α → trager filter → sterkere damping van snelle variaties en dus minder risico op audiomodulatie.

De afbeeldingen geven de overeenkomsten duidelijk weer (Illustratief):



In deze Figuur is de y-as de genormaliseerde filteruitgang $y(t)$: 0 betekent “nog op het oude niveau”, 1 betekent “volledig op het nieuwe niveau na de stap”. Met andere woorden: de grafiek laat zien welk deel van de uiteindelijke verandering het EMA-filter al heeft gevolgd.

Nyquist

Nyquist betekent niet: drie keer de grondfrequentie meten. Nyquist zegt dat je samplefrequentie *minstens* twee keer zo hoog moet zijn (en liefst veel meer) als de hoogste frequentiecomponent die je nog zonder aliasing wilt zien.

Voor de ETbias is dat belangrijk. Als je langzaam samplet, kunnen snelle audio-gerelateerde stroomvariaties terugkomen in de meting. Dan lijkt het alsof de buisstroom langzaam drift, terwijl je eigenlijk naar aliasing zit te kijken.

Daarom moet je kiezen:

- of de meetketen vooraf voldoende laagdoorlaat filteren;
- of sneller samplen en daarna middelen;
- of, zoals in mijn ontwerp, alleen corrigeren wanneer de audiogate zegt dat het stil genoeg is.

De regelaar moet uiteindelijk niet op muziek reageren, maar op de langzame DC-trend van de buisstroom.

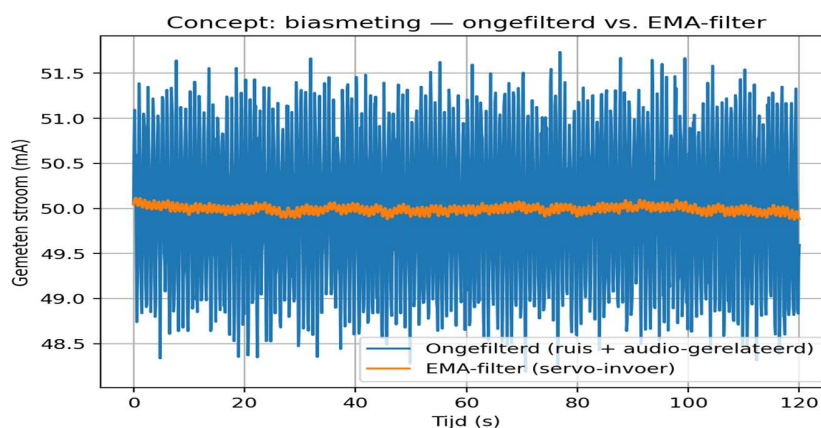
5.3.1 Ruwe biasstroom versus servosignaal: ongefilterd meten, maar gefilterd corrigeren

Een digitale biasregeling begint met meten, maar de vraag is wat meet je precies: de kathode- of anodestroom die via de shunt en ADC wordt waargenomen is in een werkende eindtrap geen zuivere DC-grootte. De stroom is een superpositie van de langzaam drijvende ruststroom (de echte bias), een audio-gerelateerde component (die bij signaalverwerking hoort) en meetruis of . In mijn onderzoek stel ik conceptueel:

$$I_{\text{meet}}(t) = I_{\text{DC}}(t) + i_{\text{audio}}(t) + i_{\text{noise}}$$

Voor biasregeling wil je uitsluitend $I_{\text{DC}}(t)$ bijsturen (thermische drift, veroudering, variaties in voeding). Als een digitale regelaar zich laat sturen door $i_{\text{audio}}(t)$, gaat de biaslus ‘achter de muziek aan’. Dan corrigeert de regelaar niet alleen drift, maar ook (delen van) de audiodynamiek. Dit introduceert tijdvariërende parameters (werkpunt, symmetrie, vervormingsniveau) en kan zoals eerder gezegd intermodulatie (IMD) en zijbanden veroorzaken.

Analoge ontwerpen zijn hier vaak ‘stil’ omdat RC-netwerken vanzelf een sterke laagdoorlaat vormen. In Digital Bias moet die scheiding expliciet worden afgedwongen: (1) filtering om de DC-trend uit de meting te halen, (2) hysteresis om pendelen te vermijden en correcties te reduceren, en (3) een update-strategie die correcties alleen op ‘stille’ momenten toelaat (quiet windows).



Figuur 12 - Biasmeting: ongefilterd versus EMA-filter (servo-invoer). De ruwe stroom (blauw) bevat ruis en audio-gerelateerde variatie; de EMA-uitgang (oranje) volgt vooral de langzame DC-trend en is geschikt als servosignaal.

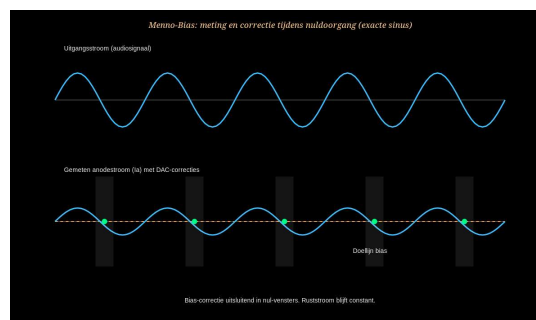
Het EMA-filter gebruik ik hier als een digitaal eerste-orde laagdoorlaat. Elke nieuwe waarde telt een beetje mee, terwijl de vorige filterwaarde grotendeels blijft staan. Een lagere alpha betekent: trager filter, dus meer demping van snelle variaties. Dat verkleint de kans dat audio-gerelateerde stroomvariatie de servowaarde gaat bepalen. Maar filteren alleen is niet genoeg. Ook met een trage EMA kan de regelaar nog steeds op het verkeerde moment een correctie doen. Daarom is er naast filtering ook een beslisslaag nodig: wanneer mag er wel of niet gecorrigeerd worden? Dat is het onderwerp van de volgende paragraaf.

5.3.2 Van EMA naar quiet windows: waarom filteren alleen niet genoeg is

Een EMA maakt de meetwaarde DC-achtiger, maar garandeert niet dat een biasupdate akoestisch of spectraal onschadelijk is. De reden is dat de verstoring niet alleen in de meting zit, maar vooral in de regelactie zelf: een DAC-update is een discrete gebeurtenis (event) die het werkpunt verandert. Zelfs een kleine werkpuntshift kan de effectieve gain, symmetrie en vervorming licht wijzigen. Dat gedraagt zich als amplitude- en/of vervormingsmodulatie van het audiosignaal.

In een klassiek AM-model leidt modulatie van een audiotoon op f_a door een (langzamere) modulatiecomponent op f_m tot zijbanden op $f_a \pm f_m$. In een event-gedreven biasregeling is f_m vaak gerelateerd aan update-tempo of event-patroon. Bij periodieke updates kunnen duidelijke zijbanden ontstaan; bij onregelmatige updates ontstaat eerder een 'smeur' van extra producten (breedbandige IMD).

Daarom introduceert Vanderveen-TentLabs (en aanverwante 'stille' strategieën) het begrip quiet windows: biascorrecties zijn alleen toegestaan in tijdvensters waarin het audiosignaal (of de audio-gerelateerde stroomcomponent) klein is. EMA-filtering reduceert gevoeligheid voor snelle variaties; quiet-window gating bepaalt of een update überhaupt mag plaatsvinden.



Figuur 13 - Vanderveen-TentLabs/quiet-window principe: correctie rond 'stille' momenten (nuldoorgangen of lage signaalenergie) om audiomodulatie te vermijden.

Quiet windows kunnen ook worden afgeleid zonder direct het audiosignaal te meten, door de 'AC-rest' in de stroommeting te gebruiken en wel als volgt: Neem $r[n] = x[n] - y[n]$ als schatting van de snelvariërende component (audio + ruis). Een eenvoudige en robuuste definitie is: een biasupdate is alleen toegestaan als de reststroom gedurende een minimale tijd onder een drempel blijft. Daarmee ontstaat een praktische scheiding:

- Rustgedrag: $|r[n]|$ is klein en stabiel $\Rightarrow$ correctie toegestaan.
- Audiogedrag: $|r[n]|$ is groot of dynamisch $\Rightarrow$ correctie blokkeren of sterk limiteren.

Filteren en gating worden in de praktijk aangevuld met drie 'stille-lus' regels die samen de kans op hoorbare artefacten sterk verkleinen:

1) Hysteresis (event-reductie)

Kies een tolerantiegebied rond de target waarin geen correctie plaatsvindt. Dit voorkomt dat de biaslus bij minimale afwijkingen toch blijft 'tik'-updaten. Hysteresis voorkomt dus pendelen of jagen.

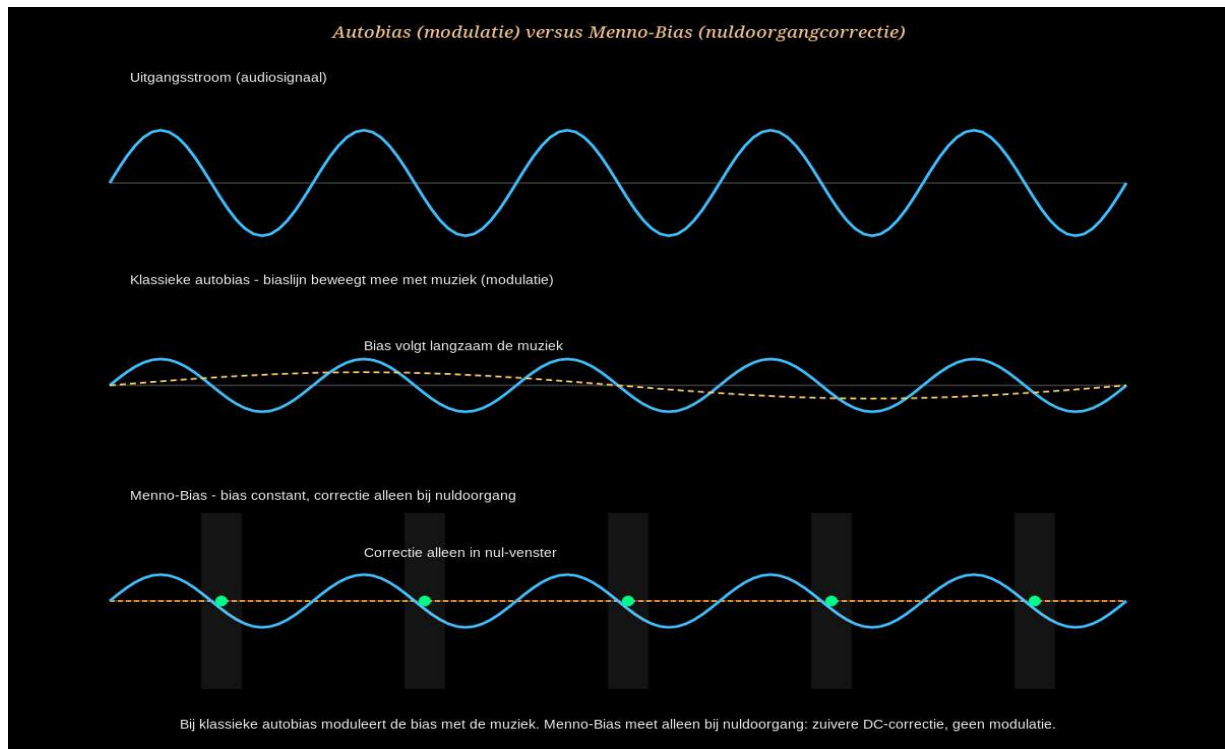
2) Minimum update-interval (spectrale hygiëne)

Leg een minimale tijd tussen correcties op. Dit beperkt de effectieve modulatiefrequentie(s) die de biaslus kan introduceren. Zelfs als de afwijking blijft bestaan, maak je de correcties zeldzamer en dus minder kansrijk om zich als zijband in de audioband te manifesteren.

3) Stap-shaping ,kleine monotone stappen

Grote sprongen zijn het meest 'hoorbaar' omdat ze het werkpunt abrupt verschuiven. Dit was ook zo een van de eerste valkuilen waar ik in was getuimd: hoorbaar getik welk dit onderzoek noodzakelijk maakte. Een stille strategie gebruikt kleine stappen, eventueel gespreid in tijd en alleen binnen quiet windows. Het doel is immers drift compenseren zonder een waarneembare modulatie te introduceren.

Het verschil tussen 'altijd corrigeren' en 'alleen corrigeren in quiet windows' kun je zien als het verschil tussen een continu actieve servo (hoog risico op modulatie) en een onderhouds-servo (laag risico). Vanderveen-TentLabs legt het accent op tijdselectie: niet alleen de grootte van de correctie is belangrijk, maar vooral het moment waarop je corrigeert.



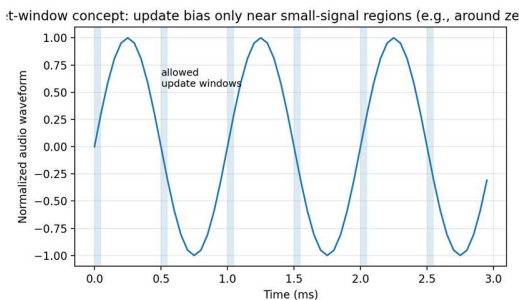
Figuur 14 - Conceptueel: ETbias (continu/regelmatig updaten) versus Vanderveen-TentLabs (event-gedreven updates in quiet windows). Het tweede reduceert de kans op audiomodulatie bij gelijkwaardige DC-stabiliteit.

Samengevat: EMA is de noodzakelijke eerste laag om de DC-trend uit de meting te halen, maar quiet-window gating is de tweede laag die bepaalt of de regelactie spectraal 'stil' blijft. In volgende paragrafen wordt dit gekoppeld aan push-pull DC-balans en UGT-magnetica: zelfs kleine DC-mismatches (ΔI) kunnen via kernvoormagnetisatie tot laagfrequente vervorming leiden, wat de motivatie voor zeldzame, symmetrische en 'stille' correcties verder versterkt.

7. Vanderveen-TentLabs en quiet-window correctie

7.1 Het principe

Quiet-window: corrigeer wanneer het audiosignaal klein is (bijv. rond nuldoorgangen). Dan is een bias-event het minst hoorbaar.



Figuur 16 - Quiet-window: definieer tijdvensters rond lage signaalniveaus waarin een biasupdate is toegestaan.

7.2 Windowparameters

Drie parameters: amplitudedrempel, windowbreedte, en hold periode tussen updates. Het window moet vaak genoeg voorkomen voor driftcorrectie, maar niet zo ruim dat updates bij hoorbare amplitude plaatsvinden.

7.3 DC-balanscorrectie

7.4 Praktijk: van quiet-window uit buisstroom naar aparte audiogate

Met deze opgedane kennis probeerde ik de quiet window uit de buisstroom zelf te halen, te “destilleren”. Dat was logisch gedacht: de buisstroom bevat DC, audio-invloed en meetruis. Met een EMA en een residu kun je proberen te zien wanneer het stil is. Echter het vergde veel complex programmeerwerk en bleek in de praktijk niet betrouwbaar:

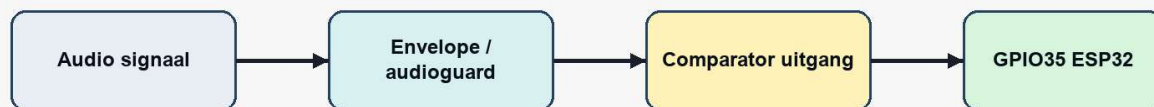
- De fluctuaties zijn klein en zitten dicht tegen meetruis, ADC-ruis en MUX/settle-effecten aan.
- De gate werd afhankelijk van veel parameters: EMA, RMS-venster, drempel, hysteresis, T_{min} en cooldown.
- De regeling werd onnodig complex, onoverzichtelijk en minder effectief.

Een tegenslag dus en een andere aanpak bleek noodzakelijk. Ik heb het z.g. “window of opportunity” bedacht: dit gedachtenspinsel ontstond na het kijken van de film *de longest day* ofwel operation overlord. De zee was onstuimig en wild maar de operatie moest doorgaan en kon ook doorgaan omdat er slechts korte tijd een weersverbetering werd verwacht maar net voldoende groot om de operatie uit te voeren: *een window of opportunity*. Voor ETbias betekent dit dat bepaald moet worden of er audiosignaal aanwezig is of juist niet. Bij geen audio of lage signaalenergie staan de buizen in rust, net als bij een nuldoorgang. Dan hebben we een window of opportunity waarin we mogen corrigeren. Ik noem dit quiet-gating en behoefde een toevoeging op de bestaande HW. Gelukkig had ik in het begin de PCB al voorzien van extra future expansion headers zodat de extra print eenvoudig kon worden aangesloten en getest.

De audiogate was geboren !

Audio-gate: apart ontwerp voor GPIO35

De gate bepaalt alleen normale correcties. Safety blijft altijd actief.



GPIO35 HIGH

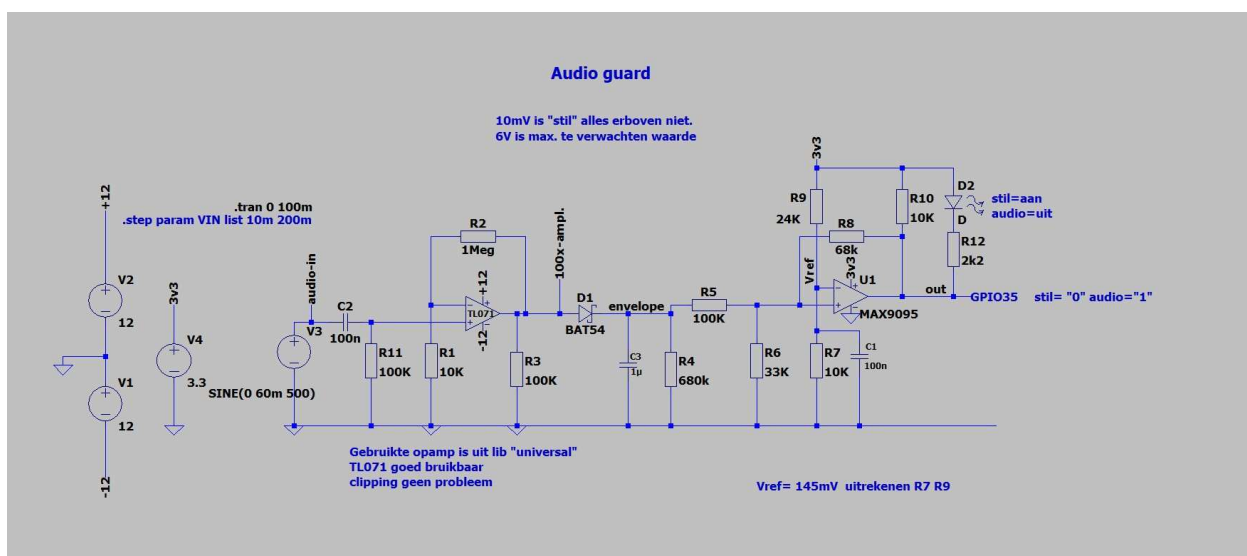
audio aanwezig
normale correctie blokkeren

GPIO35 LOW

stilte / rust
normale correctie toegestaan

Belangrijk: dit is geen veiligheidsschakelaar. De hardstop kijkt altijd naar de gemeten buisstroom.

Audiogate als apart ontwerp: GPIO35 HIGH = audio, GPIO35 LOW = stil.



Audioguard / envelope detectie. Dit circuit levert het audio/stilte signaal voor GPIO35.

De huidige keuze is daarom: buisstroom gebruiken voor bias en safety, en een aparte audiogate gebruiken om te bepalen of correctie toegestaan is.

De eindbuizen sturen de uitgangs transformator aan en dient nauwkeurig te gebeuren. Met name bij ringkern transformatoren dient zich een zeer belangrijk aspect aan, nl kernverzadiging: In push-pull is ΔI vaak belangrijker dan absolute I_a voor de kern. In andere woorden: de buisstromen hoeven niet per paar gelijk te zijn maar in balans om voor-magnetisering te voorkomen.

Om dit te begrijpen is kennis over transformatoren noodzakelijk en zet dit uiteen in de noodzakelijke taaie kost:

Uitgangstransformator magnetica: B-H, kernverzadiging en DC-gevoeligheid

8.1 B-H lus

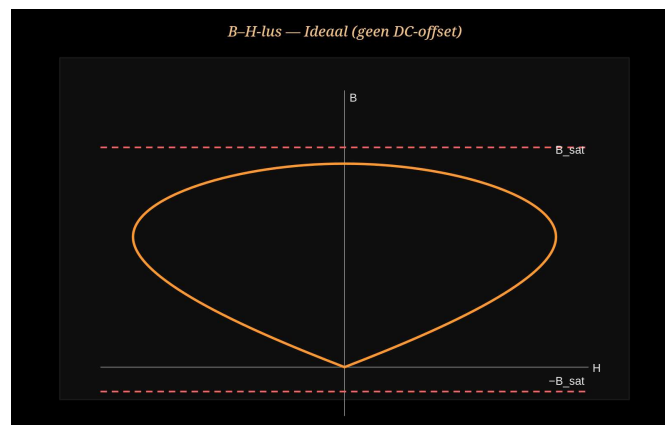
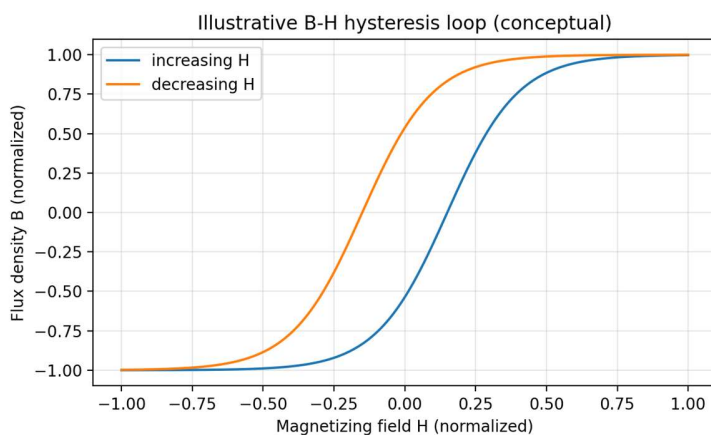
De B-H relatie van een uitgangstransformator is niet lineair maar hysteretisch. De fluxdichtheid B volgt het magnetiserende veld H niet netjes over dezelfde lijn heen en terug. Er ontstaat een lus. Dat betekent dat de kern een magnetisch geheugen heeft.

Bij kleine signalen beweegt de kern niet over de volledige grote hysteresislus, maar over een kleinere lus rond het gekozen werkpunt. Dat heet de minor loop. Voor audio is juist die minor loop belangrijk. De helling van die kleine lus bepaalt hoeveel de kern nog “meegeeft” voor een kleine AC-verandering.

Die helling kun je zien als de relatieve magnetische permeabiliteit, μ_r . Als deze hoog is, heeft de uitgangstrafo een hoge magnetiseringsinductie en gedraagt hij zich bij lage frequenties beter. Als die helling kleiner wordt, daalt de magnetiseringsinductie. Dan stijgt de magnetiseringsstroom en wordt het laag minder lineair.

Bij lage frequenties en grote signaaluitslagen wordt dit kritisch. De uitgangstrafo moet dan veel flux leveren. Als daar ook nog DC-voor-magnetisatie bij komt, verschuift het werkpunt op de B-H lus. De ene kant raakt dan eerder op dan de andere. De symmetrische marge wordt kleiner en kernverzadiging komt dichterbij.

Kort gezegd: een push-pull uitgangstrafo houdt niet van DC-onbalans. Een beetje verschil in ruststroom kan de kern al uit het midden trekken. Daarom is per-buis target en DC-balans belangrijk, niet alleen voor de buizen zelf maar ook voor de uitgangstrafo.



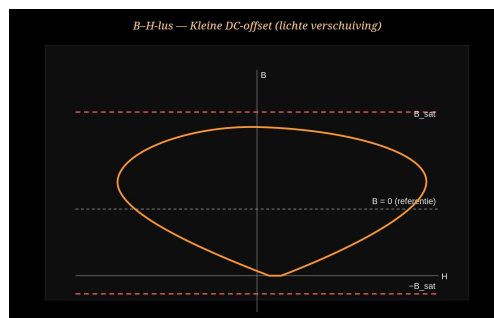
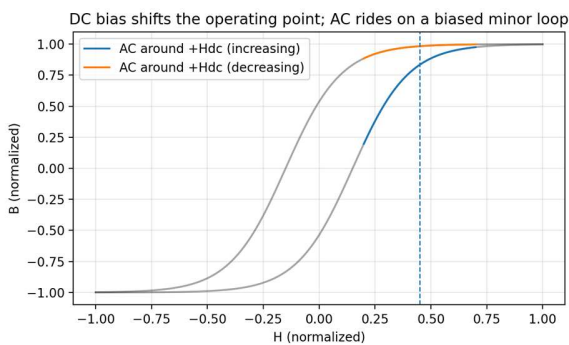
Figuur 17 - B-H lus: ideale symmetrische hysteresis (geen DC-voor-magnetisatie)

8.2 DC-bias verschuift het werkpunt

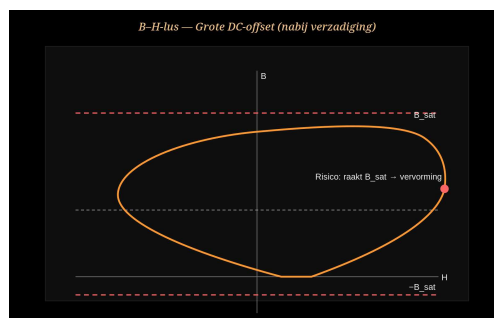
Een uitgangstrafo ziet idealiter geen DC. In een push-pull eindtrap heffen de ruststromen van beide helften elkaar in theorie op. Als dit niet goed gebeurt, blijft er een DC-component over. Die DC-component maakt een vast magnetiserend veld in de kern: **H_{dc}**.

Het audiosignaal komt daar bovenop. De AC beweegt dan niet meer netjes rond het midden van de B-H lus, maar rond een verschoven werkpunt. De trafo beweegt als het ware op een biased minor loop. Hierdoor is de ruimte naar de ene kant kleiner dan naar de andere kant. Bij lage frequenties, waar de fluxswing groot is, komt één halve golf eerder in de knik van de kern. Verzadiging is daarbij geen harde aan/uit-schakelaar. De kern wordt gewoon steeds minder soepel: de relatieve magnetische permeabiliteit neemt snel af naarmate H groter wordt. Het gevolg is asymmetrische magnetisatie. Dat geeft extra vervorming, vooral even harmonischen (H₂ spook) en intermodulatie. Je ziet dit vooral in het laag, omdat daar de uitgangstrafo de grootste fluxuitslagen moet verwerken.

Kort gezegd: DC-onbalans claimt een deel van de beschikbare magnetische marge. Daardoor raakt één kant van het audiosignaal eerder vervormd dan de andere.



Figuur 18 - Bij een kleine DC-onbalans verschuift de minor loop iets naar één kant. De trafo werkt nog, maar de beschikbare marge is niet meer links en rechts gelijk. Dit is het begin van asymmetrisch gedrag.



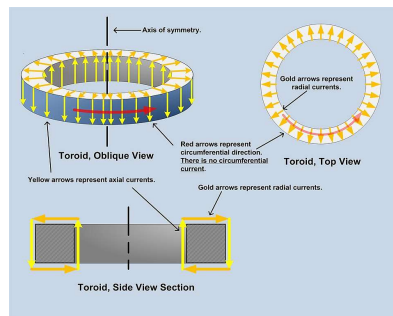
Figuur 19 - Bij een grote DC-onbalans wordt een deel van de magnetische ruimte al door ruststroom opgebruikt. Eén halve golf raakt eerder verzadigd. Dit geeft vooral laagfrequente vervorming, extra even harmonischen en intermodulatie.

De twee figuren maken duidelijk waarom “gelijke buisstroom” niet automatisch hetzelfde is als “beste uitgangstrafo-balans”. Het gaat uiteindelijk om de DC-balans in de primaire wikkeling. Omdat kathodestroom ook -stuur en/of schermroosterstroom bevat, kan een kleine bewuste offset per buis nodig zijn om de UGT *magnetisch* beter in balans te krijgen.

8.3 Toroids en DC

Toroids en EI/C-uitgangstransformatoren reageren verschillend op DC-voor-magnetisatie. Het verschil zit niet alleen in 'wel of niet verzadigen', maar vooral in hoe snel de incremental permeability (μ_{inc}) en daarmee de magnetiseringsinductie (L_m) afnemen zodra er een DC-werkpunt in de kern ontstaat.

Figuur 20 - Toroid: gesloten magnetisch pad met sterk geconcentreerd veld; hoge μ_{eff} zonder gap maakt DC-voorbias en DC-onbalans extra kritisch.



8.3.1 Waarom DC zo'n groot verschil maakt: μ_{inc}

De B-H-lus is niet overal even steil. Voor kleine AC-signalen rond een bepaald werkpunt is vooral de lokale helling belangrijk: hoeveel verandert B als H een klein beetje verandert? Deze lokale helling noem je de relatieve magnetische permeabiliteit, **μ_{inc}** . Rond het midden van de kern is die meestal het grootst. De kern geeft daar het makkelijkst mee. Als er DC-voorbias ontstaat, verschuift het werkpunt op de B-H-lus. Daardoor kom je in een gebied waar de helling kleiner wordt. De kern wordt dan magnetisch “stijver”. Voor dezelfde wisselspanning is meer magnetiseringsstroom nodig, de beschikbare fluxmarge wordt kleiner en de vervorming neemt toe. Dat merk je vaak het eerst in het laag, omdat de uitgangstrafo daar de grootste fluxuitslag moet leveren. De relatieve magnetische permeabiliteit is de lokale helling van de B-H-lus:

$$\mu_{inc} = dB / dH \quad \text{waarbij:}$$

- **B** = fluxdichtheid in de kern
- **H** = magnetiserend veld
- **dB/dH** = hoe sterk B verandert bij een kleine verandering van H

8.3.2 L_m : laagweergave, headroom en vervorming

De magnetiseringsinductie **L_m** bepaalt hoeveel magnetiseringsstroom de uitgangstrafo nodig heeft, vooral bij lage frequenties. Hoe hoger L_m , hoe makkelijker de trafo lage frequenties kan verwerken zonder dat er veel extra stroom nodig is.

Conceptueel geldt:

$$L_m = N^2 / R_m$$

Waarbij:

- **Lm** = magnetiseringsinductie
- **N** = aantal windingen
- **Rm** = magnetische weerstand, ook wel reluctantie genoemd

Als de kern minder makkelijk magnetiseert, stijgt de magnetische weerstand. Dat kan komen door DC-voormagnetisatie, verzadiging of een effectieve luchtspleet. Als **Rm** stijgt, daalt **Lm**.

Bij lage frequenties wordt dit direct belangrijk. De magnetiseringsstroom is ruwweg omgekeerd evenredig met frequentie en **Lm**: lagere frequentie of lagere **Lm** betekent meer magnetiseringsstroom. Meer magnetiseringsstroom betekent grotere fluxuitslag in de kern. Daardoor kom je eerder in het niet-lineaire gebied van de B-H-lus.

Kort gezegd: Als **Lm** door DC-onbalans of kernverzadiging effectief kleiner wordt, gaat het laag eerder vervormen.

8.3.3 Het 'geheime wapen' van EI/C: effectieve gap of luchtspleet

EI- en C-kernen bestaan uit losse lamellen. In de praktijk is zo'n kern dus nooit één perfect gesloten magnetisch geheel. Er zitten kleine overgangen in: tussen de lamellen, door stapeling, laklagen, mechanische toleranties en soms ook door een bewust aangebrachte luchtspleet. Dat werkt als een kleine effectieve gap. Zo'n gap verhoogt de magnetische weerstand van de kern. Daardoor daalt de effectieve permeabiliteit en wordt de magnetiseringsinductie lager. Dat lijkt nadelig, en voor laagweergave is dat het ook: bij gelijke kern en gelijke windingen krijg je minder **Lm**.

Maar er is ook een voordeel. De kern wordt minder gevoelig voor DC-voorbias. Hij raakt niet zo snel uit het midden en kan wat meer DC-onbalans verdragen voordat hij sterk niet-lineair wordt. Dat maakt EI- en C-kernen in de praktijk vergevingsgezinder dan een bijna perfect gesloten kern.

Als de gap dominant wordt, wordt **Lm** in eerste orde vooral bepaald door die effectieve gap. De kern zelf doet dan minder mee dan je op het eerste gezicht zou denken.

De trade-off is duidelijk:

- EI/C is vergevingsgezinder voor DC en push-pull mismatch.
- Maar bij hetzelfde volume is **Lm** vaak lager.
- Voor dezelfde laagweergave heb je dan meer windingen of een grotere kern nodig.

Kort gezegd: de kleine imperfectie van EI/C is soms juist de reden dat het in een versterker zo goed bruikbaar blijft.

8.3.4 Waarom toroids gevoeliger zijn voor DC

Toroids hebben meestal een bijna gesloten magnetisch pad want er is vrijwel geen luchtspleet. Daardoor is de effectieve permeabiliteit rond nul heel hoog. Dat is aantrekkelijk: je krijgt een hoge magnetiseringsinductie en een compacte trafo maar diezelfde eigenschap maakt een toroid ook gevoelig. Omdat er bijna geen gap is, is er weinig "buffer" tegen DC-voorbias. Een kleine DC-onbalans kan het werkpunt al merkbaar verschuiven. De kern komt dan sneller in een gebied waar de lokale helling van de B-H-lus kleiner wordt. De relatieve magnetische permeabiliteit daalt, en daarmee daalt ook de effectieve **Lm**.

Praktisch zie je dan:

- **Lm** neemt sneller af bij DC-voorbias.
- Het laag wordt eerder asymmetrisch, hard of vervormd.

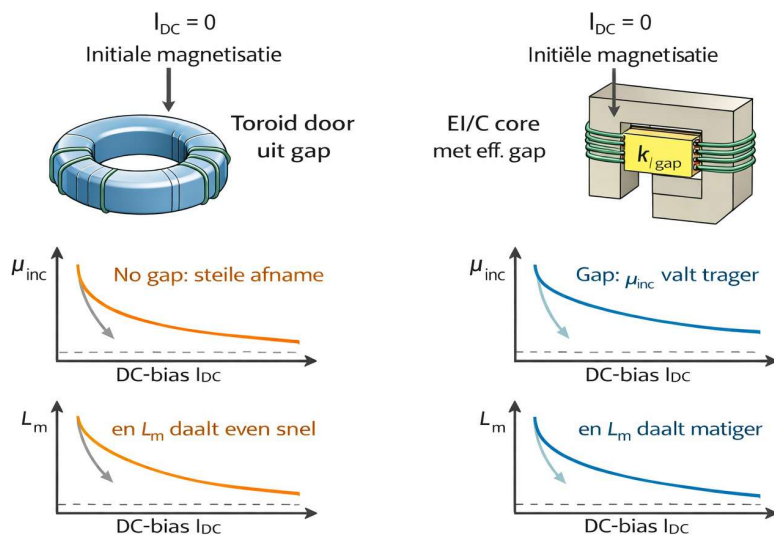
- Er ontstaan eerder even harmonischen (H2 spook !) door asymmetrische beweging rond de B-H-lus.
- Push-pull balans wordt kritischer: een klein stroomverschil tussen beide helften kan al hoorbaar of meetbaar worden.

Kort gezegd: een toroid kan heel mooi zijn, maar hij vergeeft DC-onbalans minder makkelijk dan een EI- of C-kern. Juist daarom is per-buis target en goede DC-balans bij toroids extra belangrijk.

8.3.5 Snelle vergelijking (praktisch)

De onderstaande vergelijking vat de ontwerptrade-offs samen. Het zijn typische tendensen; exacte waarden hangen af van kernmateriaal, dimensies en wikkeldata.

Eigenschap	Toroid OPT	EI/C OPT (laminaties)
μ_{eff} rond $H \approx 0$	Zeer hoog	Lager (door g_{eff})
L_m per volume	Hoog	Lager (zelfde volume)
DC-tolerantie	Laag tot middel	Middel tot hoog
Gevoeligheid voor ΔI (PP-onbalans)	Hoog	Lager
Ontwerpstrategie	Strikte DC-balans, vermijden van DC	Meer marge, maar groter voor diepe bas



Figuur 21 - illustratief: DC-gevoeligheid. Een toroid zonder gap verliest μ_{inc} en L_m sneller bij DC-bias dan EI/C-kernen met effectieve gap.

8.4 Push-pull DC-balans

Bij een push-pull eindtrap is de absolute ruststroom belangrijk, maar bepaald niet alles. Voor de uitgangstrafo is vooral het verschil tussen de twee helften belangrijk. Dat verschil noemen we ΔI .

Als de ene helft meer DC-stroom door de primaire wikkeling stuurt dan de andere helft, blijft er een restmagnetisatie over. De uitgangstrafo ziet dan dus toch DC, ondanks dat het een push-pull trap is.

Dat is de praktische kern:

Niet alleen “hoeveel stroom per buis?”, maar vooral: “hoeveel DC-onbalans is er in de uitgangstrafo?”

Als ΔI klein is, blijft het magnetische werkpunt dicht bij het midden van de B-H-lus. De trafo houdt dan meer symmetrische AC-headroom over. Dit is gunstig voor de laagweergave.

Stroom door de primaire wikkeling maakt een magnetisch veld in de kern. In een ideale push-pull uitgangstrafo heffen de DC-velden van beide helften elkaar op. Dan blijft de kern netjes rond het midden van de B-H-lus werken.

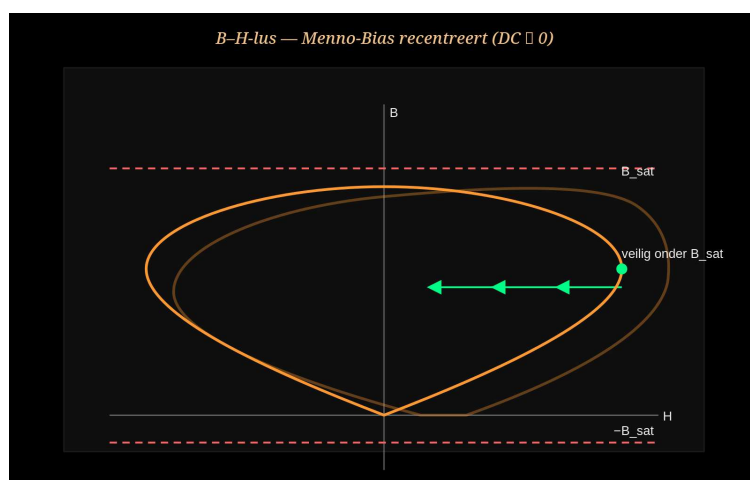
Als de ruststromen niet goed in balans zijn, blijft er een restveld over. Dat restveld schuift het magnetische werkpunt op. De trafo staat dan al een stukje “voorgemagnetiseerd” voordat er muziek komt.

Het audiosignaal moet daar bovenop werken. Daardoor is aan één kant minder ruimte over. Bij lage frequenties en grote uitslagen kom je dan eerder in de “vervormings gevarenzone”.

Als de kern door DC-onbalans opschuift, daalt de lokale helling van de B-H-lus. Daarmee daalt μ_{inc} en dus ook de effectieve magnetiseringsinductie. De trafo heeft dan meer magnetiseringsstroom nodig en het laag wordt sneller niet-lineair.

Voor de ETbias betekent dit iets belangrijks: gelijke kathodestroom is niet altijd automatisch de beste magnetische balans. De kathodestroom bevat namelijk ook -scherm en/of roosterstroom. Daardoor kan de werkelijke anodestroom per buis iets anders zijn dan je op basis van de kathodestroom denkt,meet.

Daarom is per-buis target zo belangrijk. Je kunt de ruststromen zo instellen dat de uitgangstrafo magnetisch beter gecentreerd staat, ook als de kathodestromen niet exact gelijk zijn.



Figuur 22 - Hercentreren van het magnetische werkpunt: DC-balans in push-pull vermindert voor-magnetisatie en herstelt AC-headroom.

9. Samenvatting en kernboodschappen

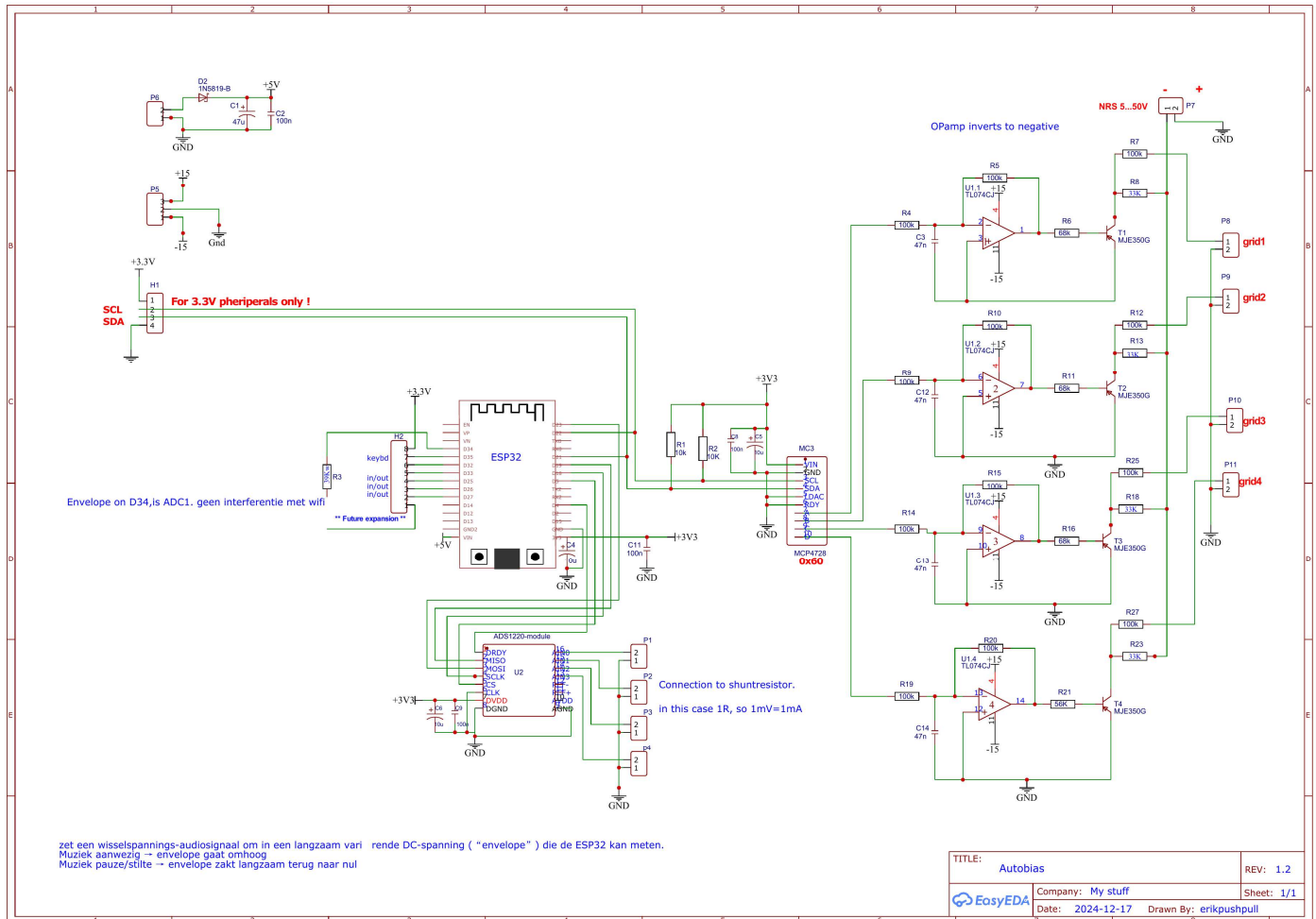
- Een buis werkt doordat een hete kathode elektronen uitzendt. Zonder stabiele emissie geen stabiel werkpunt.
- De gloeispanning is daarom belangrijker dan je in eerste instantie denkt. Als de gloeispanning meebeweegt met het net, gaat de buisstroom mee drijven.

- Het rooster zit dicht bij de kathode en heeft daardoor veel invloed op de elektronenstroom.
- De triodewet, μ , steilheid en inwendige weerstand zijn geen losse theorie, maar beschrijven hoe de buis reageert rond zijn werkpunt.
- Bias bepaalt het werkpunt. Daarmee beïnvloedt bias vervorming, dissipatie en beschikbare headroom.
- Een biasupdate kan audio moduleren. Daarom dient rustgedrag en audiogedrag gescheiden worden gehouden
- Corrigeren doe je als het stil is. Wachten doe je als er muziek is.
- Deadband en hysteresis voorkomen dat de regeling op elke kleine meetruis gaat reageren.
- Een EMA-filter helpt om snelle variaties niet als drift te zien, maar filtering alleen is geen betrouwbare audiogate.
- De buisstroom is de juiste grootte voor bias en safety. Het audio/stilte-besluit hoort bij een aparte audiogate.
- In push-pull is niet alleen de absolute ruststroom belangrijk, maar vooral ook het stroomverschil hier tussen. Juist daar zijn per-buis target en goede push-pull balans belangrijk.

Gewapend met deze kennis kunnen we nu naar de praktijk. Dan wordt de vraag concreet: hoe meet je de buisstroom betrouwbaar, hoe stuur je de negatieve roosterspanning veilig aan, hoe voorkom je correcties tijdens muziek, en hoe maak je zichtbaar wat de regeling doet? Daar begint het hardware- en softwaredeel. Theorie is leuk, broodnodig en soms saai maar nu moet het idee gewoon gaan werken.

10.2 Hoofdschema ETbias_main

Dit is het hoofdschema van de ETbias-elektronica. Daar staat de hele keten op één blad: vier shuntingangen, de ADS1220 ADC, de ESP32, de MCP4728 DAC en de vier analoge NRS-uitgangen. Het schema is dus het hart van de regelkring.



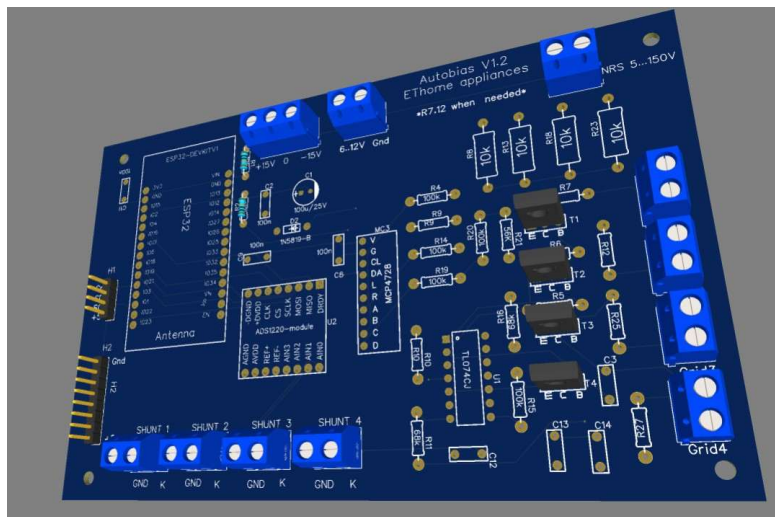
Figuur 24 - Hoofdschema ETbias_main: voeding, ESP32, ADS1220, MCP4728 en de vier NRS-uitgangen.

Opm. Dit is de werkversie, later zijn diverse wijzigingen aangebracht.

De kathodestroom wordt per buis via de 1R shunt gemeten. De ADS1220 meet deze kleine spanningen en geeft ze via SPI door aan de ESP32. De ESP32 doet daarna de filtering, gate-beslissing, safety en DAC-aansturing.

10.3 Bias-PCB: hoofdprint

Deze laat zien hoe dezelfde functies fysiek op de hoofdprint terechtkomen: meten aan de shunts, digitaal verwerken en daarna via de NRS-uitgangen naar de buizen. Ik werk met easyeda om schema's en PCB's te maken. Simpelweg omdat ik hier ooit eens ben ingestapt en mijn weg erin makkelijk kan vinden. Kicad is zo'n beetje de standaard binnen TS maar ben hier onbekend mee. Een studie Kicad erbij is wel heel veel hooi op de vork aangezien ik ook parallel aan mijn onderzoek LTspice aan het ontdekken ben.



Figuur 25 - Bias-PCB: ESP32, ADS1220, MCP4728 en vier analoge NRS-uitgangen op één hoofdprint.

10.4 Van DAC naar negatieve roosterspanning

De MCP4728 levert vier DAC-spanningen. Die spanningen zijn op zichzelf nog niet geschikt om een buisrooster te sturen. De TL074-opamptappen inverteren en bufferen het signaal. Daarna maken de MJE350-transistortrappen er de bruikbare negatieve roosterspanning van.

Dit is een belangrijk punt in de werking: de software verhoogt of verlaagt een DAC-waarde, maar de buis ziet uiteindelijk alleen een verandering in negatieve gridspanning. Meer negatieve gridspanning geeft minder buisstroom; minder negatieve gridspanning geeft meer buisstroom.

10.5 Audioguard: stilte apart meten

De audioguard is bewust een apart ontwerp. Eerder heb ik geprobeerd zoals beschreven om een quiet-window rechtstreeks uit de buisstroom te halen. Dat kan in theorie, maar in de praktijk werd dit te complex en te onbetrouwbaar. De kleine fluctuaties in de buisstroom zijn geen betrouwbare audio-indicator.

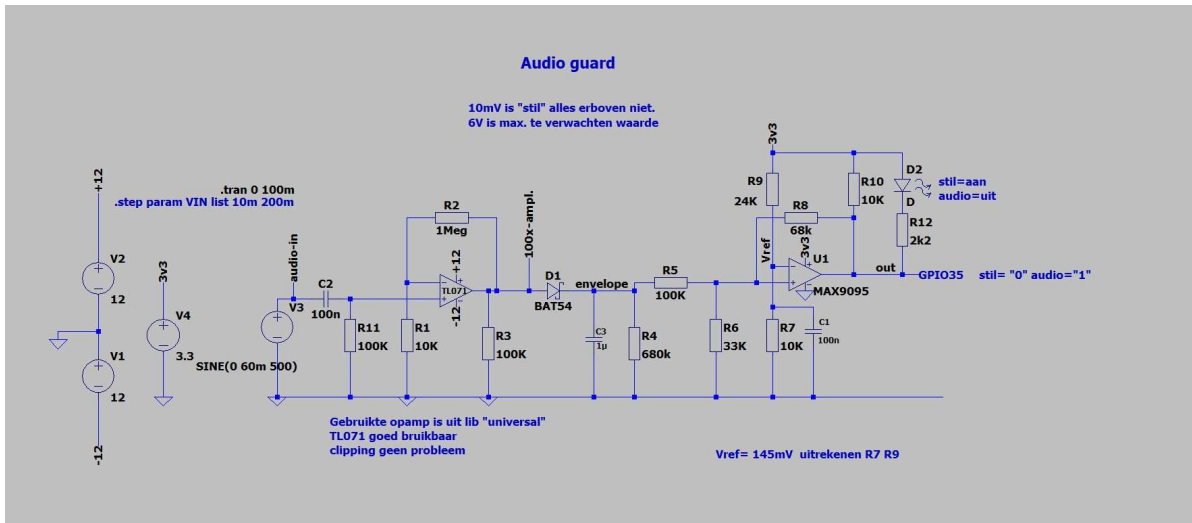
Daarom kijkt de audioguard naar het muzieksignaal zelf. Hetingangssignaal wordt versterkt en via een BAT54/envelope-netwerk omgezet naar een langzaam variërende DC-spanning. Dit is AM-detectie: je meet niet meer de audiosinus zelf, maar de omhullende, dus de amplitude van het audiosignaal.

Daarna vergelijkt de MAX9095 comparator deze envelope met een instelbare drempel. De uitgang gaat naar de ESP32 als gate-sigitaal.

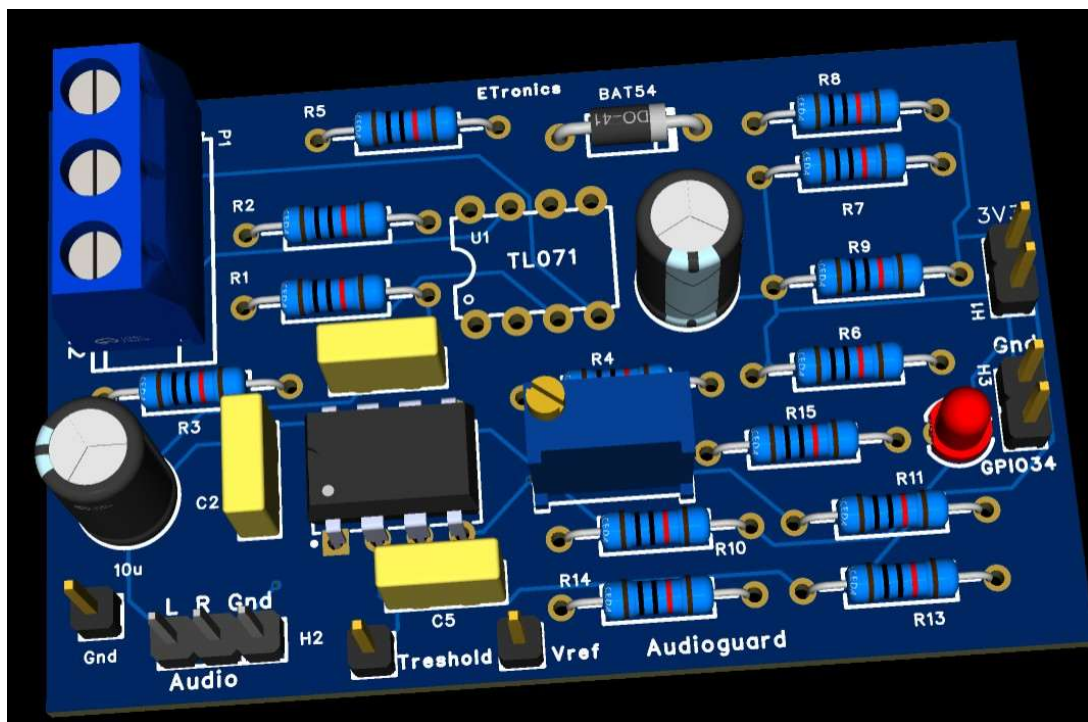
De betekenis is eenvoudig:

- stil: corrigeren toegestaan
- audio: wachten

Zo hoeft de ETbias niet te gokken aan de hand van kleine rimpels in de buisstroom. De beslissing “muziek of stilte” wordt apart en veel betrouwbaarder genomen.



Figuur 26 - Audioguard schema: audiosignaal naar envelope, comparator en GPIO-gate voor stil/audio.



Figuur 27 - Audioguard-PCB: aparte print voor de audio/stilte-detectie.

10.6 Safety en hardstop

Safety dient niet als laatste aan te worden gedacht, maar gaat vóór alles. Als een buisstroom te hoog wordt, moet de software niet meer denken in kleine correcties. Dan is het beschermen: AB op hold, status Emergency en de DAC-uitgangen veilig terug voor maximale NRS. De regelkring mag langzaam zijn; de beveiliging moet direct ingrijpen: hardstop.

10.7 De hele lus in gewone taal

- De shunts maken buisstroom zichtbaar als kleine spanning: $1\text{mV}=1\text{mA}$
- De ADS1220 maakt daar digitale meetwaarden van voor de ESP32.
- De audioguard zegt of het muzikaal stil genoeg is om iets te doen: gate open/dicht
- De ESP32 bewaakt safety, rekent de fout uit en beslist of correctie noodzakelijk is en toegestaan.
- De MCP4728 zet de digitale correctie om naar vier DAC-spanningen, per buis instelbaar
- De TL074/MJE350-trap maakt daar negatieve roosterspanning van.
- De buizen reageren daarop met meer of minder kathodestroom.

Daarmee is de hardware geen losse verzameling modules, maar één lus. Meten, wachten, corrigeren, opnieuw meten. Dat is de praktische vorm van de ETBias.

11. Het algoritme: snel corrigeren met weinig SPS

Nu komt de softwarekant. De hardware kan meten en sturen, maar het algoritme bepaalt of de regeling doet wat hij moet doen. Het probleem is niet alleen nauwkeurigheid. Het echte probleem is tijd. Maar die tijd is er wel. Een stilte tussen twee nummers is gemiddeld ongeveer vier seconden. Soms is er tijdens muziek ook een stukje met lage signaalenergie. En voor testen kun je de versterker gewoon een minuut in rust laten staan. Binnen zo'n venster moet alles gebeuren: meten, beslissen, corrigeren, settle en controleren. Ik heb daarom als eis gesteld dat het hele proces binnen vier seconden klaar moet zijn.

Dus niet: langzaam middelen, dan eens nadenken, dan een correctie doen en later wel zien wat er gebeurt. Nee. Als de gate open gaat, moet de ETbias de kans pakken. Lukt het binnen dat venster niet, dan is dat ook informatie. Dan moet de regeling wachten op het volgende bruikbare moment en op het punt doorgaan waar het gebleven was. Dit is een belangrijk onderdeel binnen het model en heeft veel onderzoek gevergd.

11.1 Sampling

Sampling is een belangrijk onderdeel van de ETbias, maar niet iedere uitvoering hoeft dezelfde meetstrategie te hebben. In mijn ontwerp met de gebruikte hw is de effectieve bruikbare SPS beperkt. Vier buizen worden na elkaar gemeten en de ESP32 doet daarnaast web-GUI, gate-logica, safety, DAC-aansturing en timing. Daarom mag het algoritme niet afhankelijk zijn van honderden samples per correctie. Het moet met korte, betrouwbare meetbursts kunnen werken.

Met SPS bedoel ik hier niet alleen de ruwe datasheet-snelheid van de ADC. Het gaat om effectieve bruikbare samples per buis per seconde, dus inclusief kanaalwissel, filtering, softwareloop en de eis dat de gate open moet zijn. Het is ook mogelijk om een andere aanpak te kiezen: een veel hogere samplingrate, bijvoorbeeld honderden punten per seconde waarbij ieder punt al oversampled is. Dan kun je ruimer middelen en statistisch netter selecteren. Die aanpak geeft meer meetruimte, maar vraagt ook een andere hardware- en software-opzet. Mijn ontwerp kiest daarom voor minder samples, maar sneller beslissen binnen het stiltevenster.

Onderdeel	Mijn ETbias	Hoge-SPS aanpak
SPS	Laag effectief SPS, vooral omdat vier kanalen sequentieel worden gemeten en de loop ook gate, web en DAC/NVS moet doen.	Veel hoger: rond 640 punten/s na oversampling in zijn meting.
Strategie	Korte bursts, snel middelen, beperkte DAC-stap, daarna settle.	Veel punten verzamelen binnen hetzelfde venster; statistiek is nauwkeuriger
Stiltevenster	Gemiddeld ongeveer 4 s, dus alle stappen moeten vroeg in het venster gebeuren.	Meer samples per seconde geeft meer speelruimte voor te nemen acties

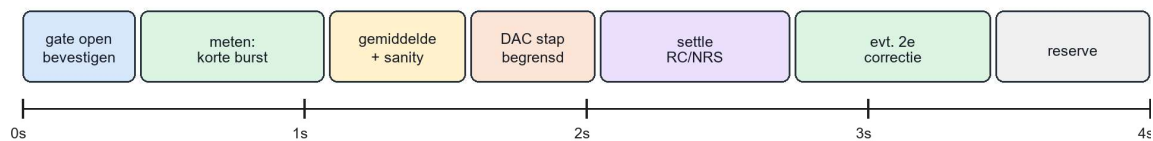
Risico	Te lang verzamelen betekent geen correctie voordat muziek terugkomt.	Te snel opnieuw meten na DAC-stap kan onnodig jagen veroorzaken.
--------	--	--

11.2 Doorlooptijd: de 4 seconden zijn leidend

De fout in mijn eerste aanpak was dat samples verzamelen te lang duurde. Zelfs als de gate open bleef, kon de voorwaarde voor correctie te laat ontstaan. Dan is de meting misschien mooi, maar praktisch waardeloos: het stiltevenster is voorbij voordat de DAC iets doet; een missed opportunity.

4 seconden stilte: alles moet hierin passen

Met lage effectieve SPS moet de correctie vroeg komen. Niet wachten tot het venster voorbij is.



- Samplebudget klein houden: korte burst in plaats van lange blokken.
- Eerste correctie liefst rond 1 seconde, zodat settle nog binnen de stilte valt.
- Tweede correctie mag, maar alleen na settle. Anders corrigeer je op je eigen stap.

Figuur 28 - Tijdsbegroting binnen een stiltevenster van ongeveer 4 seconden.

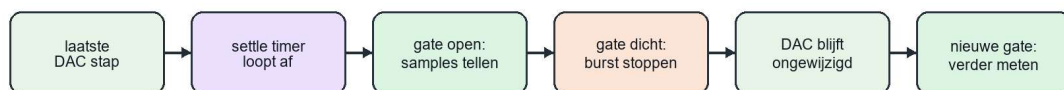
Daarom moet de correctie vroeg in het venster vallen. Niet eerst 3 seconden verzamelen en dan pas beslissen, maar kort meten, snel middelen, één begrensde stap doen, en daarna de hardware laten settlen. Als er tijd over is kan een tweede correctie volgen.

11.3 Wat blijft geldig als de gate dicht gaat?

Als de gate dicht gaat, betekent dat niet dat de vorige DAC-correctie ongeldig wordt. Die stap is al toegepast en blijft gewoon staan. De buis werkt dan met dat nieuwe werkpunt verder. Wat wél verdacht wordt, is de lopende meetburst: samples tijdens of vlak rond audio zijn geen betrouwbare DC-meting.

Gate dicht tijdens meten: wat blijft geldig?

De laatste DAC-correctie blijft staan. Alleen de lopende meetburst is verdacht.



Belangrijk onderscheid:

- Correctiestap = geldig en blijft actief, tenzij hardstop of reboot.
- Samples vóór een gate-onderbreking = alleen bruikbaar als ze jong zijn en er geen DAC-stap tussendoor zat.
- Eenvoudigste veilige keuze: lopende burst wissen bij gate dicht.
- Snellere keuze: geldige mini-bursts bewaren met max-leeftijd en dezelfde DAC-settle toestand.

Figuur 29 - Gate dicht: de laatste DAC-stap blijft geldig; alleen de lopende meetburst wordt gestopt of beperkt bewaard. Mijn voorkeur is daarom: de laatste correctie onthouden en vasthouden. De samplebuffer mag alleen blijven bestaan als er geen DAC-stap tussendoor is geweest, de samples jong zijn, en de gate-onderbreking kort was. Anders wissen. Dat is iets langzamer, maar veel veiliger.

11.4 Snel corrigeren zonder te gaan jagen

- Meet in korte bursts, niet in lange blokken.
- Gebruik per buis een kleine sample-eis, bijvoorbeeld genoeg om grove ruis te middelen maar niet zo veel dat het venster voorbij is.
- Corrigeer proportioneel: $\text{stap} = K_p \text{ maal fout}$, maar begrens de maximale DAC-stap. (proportionele versterking)
- Na een DAC-stap altijd een settle-tijd. Te vroeg opnieuw meten ziet de RC-reactie (tijd constante) als fout en veroorzaakt overshoot.
- Tijdens audio: niet corrigeren, alleen safety blijven bewaken.
- Bij hardstop: geen regelgedrag meer maar Emergency.

11.5 Pseudocode hoofdloop

```
loop:
    meet safety-stroom snel genoeg voor hardstop

    if een buis > HARDSTOP:
        dac_all_safe()
        ab_state = EMERGENCY
        gate_buffer.clear()
        return

    gate = read_audioguard()

    if gate == AUDIO:
        ab_state = HOLD
        // laatste DAC-waarden blijven staan
        // lopende burst niet gebruiken voor correctie
        if partial_burst_age > MAX_BURST_AGE:
            partial_burst.clear()
        return

    // gate is stil/open
    if now < settle_until:
        ab_state = SETTLING
        return

    ab_state = MEASURING
    sample alle buizen een kleine burst
    voeg geldige samples toe aan per-buis accumulator

    if accumulator heeft genoeg geldige samples:
        for elke buis:
            Iavg = gemiddelde(samples)
            err = target_mA - Iavg

            if abs(err) > deadband:
                step = clamp(Kp * err, -MAX_STEP, +MAX_STEP)
                dac[buis] = clamp(dac[buis] + step, DAC_MIN, DAC_MAX)

        write_mcp4728(dac)
        accumulator.clear()
        settle_until = now + SETTLE_MS
        ab_state = CORRECTED
```

11.6 Mini-bursts bewaren of wissen?

Er zijn twee varianten. De eenvoudige variant wist de samplebuffer zodra de gate dicht gaat. Dat is betrouwbaar en makkelijk te begrijpen. De snellere variant bewaart mini-bursts: als er al 3 goede samples zijn en de gate gaat kort dicht, dan kunnen die 3 blijven staan en zijn er later nog maar 3 nodig. Maar dat mag alleen onder strikte voorwaarden.

- De DAC-waarde mag sinds die samples niet veranderd zijn.
- De settle-tijd moet voorbij zijn.
- De samples mogen niet ouder zijn dan een korte maximumtijd.
- De gate-onderbreking mag geen langdurige audio zijn.
- Bij twijfel: wissen en opnieuw meten.

11.7 Conclusie algoritme

Voor mijn hardware is de beste richting dus niet: zoveel mogelijk samples verzamelen. De beste richting is: korte betrouwbare meetbursts, vroege correctie in het stiltevenster, beperkte DAC-stap, en daarna rustig settlen. De laatste correctie blijft geldig als de gate dicht gaat; alleen nieuwe correcties wachten tot de audioguard weer stilte meldt. Het is immers een compromis; drift ontstaat niet in mS maar eerder over langere tijd.

12. Testen, experimenteren en zichtbaar maken

Als je iets bedenkt, wil je weten of het werkt. Met SPICE kun je een analoge schakeling simuleren en daarna de output analyseren. Bij mijn eerste Arduino-versies was dat anders. Daar zat ik vooral in de serial output te graven. Dat werkt wel, maar het is tijdrovend. Je ziet regels tekst voorbij komen, maar je ziet niet meteen gedrag. Je moet zelf de data reconstrueren en visualiseren in excel wat de regelaar aan het doen was.

De ESP32 maakte dit ineens veel eenvoudiger. Omdat de ESP32 een ingebouwde webserver kan draaien, kon ik van de ETbias niet alleen een regelaar maken, maar ook een meetinstrument. Dat bleek zeer waardevol tijdens het ontwikkelen. De webpagina werd als het ware het raam waardoor ik naar de regelkring kon kijken.

Dat klinkt misschien als luxe, maar dat is het niet. Bij de ETbias zie je anders alleen het eindresultaat: de buisstroom gaat omhoog of omlaag. Maar de vraag is juist waarom. Was de gate open? Waren er genoeg samples? Was de settle-tijd nog bezig? Was safety actief? Is er gecorrigeerd, of stond AB op hold? Zonder zichtbaar systeemgedrag blijf je zoeken.

12.1 Van serial output naar zichtbaar gedrag

Serial output blijft nuttig. Zo heb ik bijv. hoofdbreken gehad over het schrijven naar flash wat maar niet werd onthouden na een cold start. Dit bleek uiteindelijk te worden veroorzaakt door een aantal settings in de IDE voor het compileren. O.m. de flashfrequentie en een aantal andere “standaard” parameters moesten worden gewijzigd. Een enorme setback en frustratie. Voor echte debug, bootmeldingen en foutzoeken in code wil je nog steeds tekstregels hebben. Maar serial output is lineair: regel na regel, tijdstip na tijdstip. Als je later wilt begrijpen waarom een correctie niet gebeurde, moet je terugzoeken in de tekst.

De web-GUI werkt anders. Je ziet tegelijk de stromen, targets, status, gate en grafiek. Daardoor zie je verbanden. Je ziet bijvoorbeeld dat de gate dicht gaat, dat AB op HOLD blijft, dat de DAC-waarde niet verandert, en dat de buisstroom toch veilig blijft. Dat is veel sneller dan achteraf door regels serial tekst spitten.

Tijdens de ontwikkeling werd dit steeds belangrijker. Iedere keer als er een nieuw idee kwam, moest ik kunnen zien of het idee zelf fout was, of dat alleen een parameter verkeerd stond. Dat verschil is groot. Een slecht idee moet weg. Een verkeerde instelling moet je kunnen bijstellen.

12.2 Waarom zoveel knoppen?

Er kan aan heel wat knoppen worden gedraaid en veel worden waargenomen. Dat lijkt eerst onoverzichtelijk, maar tijdens de experimenteerfase heeft iedere knop zijn functie. De ETbias is geen simpele aan/uit schakeling. Het is een regelkring met meten, filteren, wachten, beslissen, corrigeren, safety en geheugen.

In een eindversie wil je minder knoppen. Dan wil je een rustig dashboard, een paar veilige instellingen en vooral geen mogelijkheid om jezelf in de problemen te klikken. Maar tijdens de bouw wil je juist veel kunnen instellen. Anders weet je niet waar de grens ligt.

- Als de regeling te traag is, wil je het sample-aantal, Kp of settle-tijd kunnen aanpassen.
- Als de regeling jaagt, wil je deadband, hysteresis of maximale stap kunnen vergroten.
- Als correctie niet gebeurt, wil je gate-status en samplebuffer kunnen zien.
- Als NVS/flash verdacht is, wil je cold start en flashwaarden kunnen testen.
- Als een buis wordt vervangen, wil je buisuren resetten en per-buis data kunnen instellen.

12.3 De schermen hebben ieder hun eigen taak

De GUI moet niet één grote rommelbak zijn. Daarom is het logisch om de informatie te verdelen. Het dashboard is voor direct kijken. Diagnose is voor begrijpen. Expert en Advanced zijn voor testen en instellen. Als die functies door elkaar lopen, wordt de GUI onrustig en ga je juist minder zien.

Scherm	Waarvoor	Wat je ermee ziet of test
Dashboard	Snel zien of de ETbias gezond loopt.	Buisstromen, targets, AB-status, safety, update-tijd en de grafiek.
Diagnose	Begrijpen waarom de regeling iets doet of juist niets doet.	Gate-status, samples, AB-fase, correcties, vensterinformatie en buisuren.
Expert	Gericht testen en instellingen wijzigen zonder opnieuw te compileren.	Regelinstellingen, tools, cold start, flash/NVS, valve swap en handmatige DAC-test.
Advanced	Diepere ontwikkelparameters en randgevallen onderzoeken.	Timing, hysteresis, sample-eisen, settle-gedrag en grenswaarden.

12.4 Dashboard: loopt het goed?

Het dashboard moet rustig zijn. Daar wil ik niet alle ontwikkelknoppen zien. Ik wil in één oogopslag weten of de versterker gezond loopt. De belangrijkste waarden zijn de vier buisstromen, de targets, de AB-status, safety, update-tijd en de grafiek.

De grafiek is daarbij belangrijker dan hij op het eerste gezicht lijkt. Een getal zegt wat de stroom nu is. De grafiek laat gedrag zien. Je ziet drift, correcties, hold-periodes, herstel na een stap en afwijkende buizen. Vooral tijdens muziekpauzes zie je of het algoritme op tijd iets doet.

Voor normaal gebruik moet het dashboard dus bijna saai zijn. Saai is hier goed. Als alles stabiel is, wil je geen kermis aan informatie. Alleen wanneer AB op HOLD staat, Emergency actief is of een buis te ver afwijkt, moet dat duidelijk zichtbaar zijn.

12.5 Diagnose: waarom doet hij dit?

Diagnose is het scherm waar je kijkt als het dashboard een vraag oproept. Waarom corrigeert hij niet? Waarom blijft hij op hold? Waarom is er wel gate open maar geen DAC-stap? Dat soort vragen kun je niet beantwoorden met alleen vier stroomgetallen.

- Gate status: mag de regelaar corrigeren of is er audio?
- AB status/fase: meten, hold, settle, corrected of emergency.
- Samples/venster: hoeveel geldige samples zijn er al verzameld?

- Correcties: hoeveel stappen zijn gezet en wanneer?
- Buisuren: nuttig bij veroudering, buiswissel en vergelijking tussen buizen.
- Safety: hardstop en foutstatus moeten direct herkenbaar zijn.

Diagnose is dus niet bedoeld als mooi bedieningsscherm, maar als onderzoek gereedschap. Het laat de binnenkant van het algoritme zien zonder dat je door serial output hoeft te graven.

12.6 Expert: instellen en testen zonder opnieuw compileren

Expert is de plek waar je echt aan de regelaar draait. Dat is krachtig, maar ook gevaarlijk als het onduidelijk is. Daarom moeten de knoppen daar logisch gegroepeerd zijn: regelinstellingen apart, tools apart. Regelinstellingen veranderen het gedrag van de ETbias. Tools zijn handelingen zoals cold start, buiswissel of handmatige DAC instellingen. (handig om H2 spook te temperen, zoals de potmeter in de Vanderveen-tentlabs)

Het grote voordeel is dat je niet voor iedere parameter opnieuw hoeft te compileren en te uploaden. Je kunt een waarde aanpassen, het gedrag zien, terugzetten, opslaan in flash of alleen tijdelijk in RAM gebruiken. Dat maakt experimenteren veel sneller.

- RAM-instelling: direct testen zonder blijvende wijziging.
- Flash/NVS: waarde bewaren en controleren na reboot.
- Cold start: reboot met parameters uit flash; nuttig om NVS, sketch en RAM te vergelijken.
- Valve swap: per buis uren resetten als een buis wordt vervangen.
- Handmatige DAC: controleren of hardware en NRS-sturing reageren zoals verwacht.

12.7 Advanced: de rand van het systeem opzoeken

Advanced is niet voor dagelijks gebruik. Daar zitten parameters waarmee je de rand van het systeem kunt opzoeken. Denk aan sample-eisen, settle-tijd, hysteresis, maximale stap, gate-timing en andere waarden die bepalen hoe snel of rustig de regeling is.

Hiermee kun je onderzoeken waarom een bepaalde aanpak werkt of juist niet werkt. Bijvoorbeeld: als samples verzamelen te lang duurt, krijg je geen correctie binnen het stiltevenster. Als settle te kort is, corrigeer je op je eigen vorige stap. Als K_p te hoog is, wordt de regeling zenuwachtig. Als de deadband te klein is, reageer je op ruis.

Dat zijn precies de dingen die je in een theorieboek kunt uitleggen, maar pas in de praktijk kunt toetsen. Daarom hoort Advanced bij de experimenteerfase.

12.8 Testfase: van idee naar bewijs

De testfase is eigenlijk steeds dezelfde cyclus. Eerst is er een idee. Daarna wordt het idee in de sketch gezet. Dan kijk je op de GUI wat er werkelijk gebeurt. Daarna pas beslis je of het idee goed was.

- Bedenken: wat moet de regelaar doen?
- Instellen: parameters kiezen die bij dat idee horen.
- Meten: dashboard en diagnose laten zien wat er gebeurt.
- Verklaren: gedrag koppelen aan gate, samples, DAC-stappen, enz.
- Beslissen: behouden, aanpassen of weggooien.

Dit is ook de reden dat mislukte experimenten waardevol zijn. De poging bijvoorbeeld om quiet windows uit de buisstroom zelf te halen was ingewikkeld en niet betrouwbaar genoeg. Maar juist daardoor werd duidelijk waarom een aparte audioguard beter is. Een mislukte route kan dus wel degelijk een goede ontwerpbeslissing opleveren.

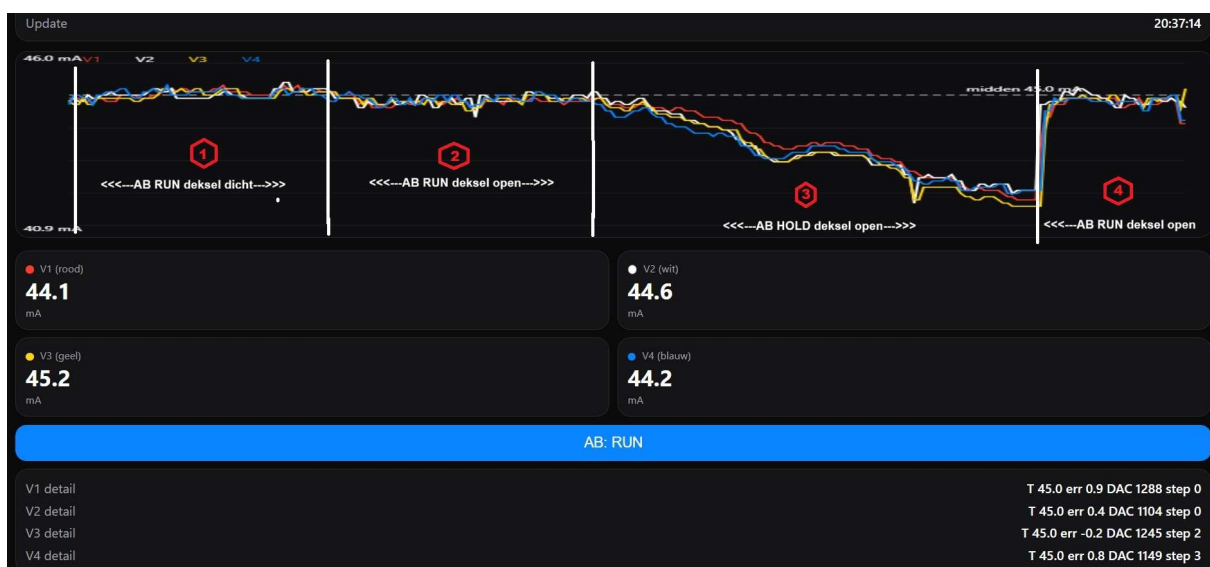
13. Praktijktesten: zien wat de ETbias werkelijk doet

Tot nu toe is uitgelegd waarom de ETbias zo ontworpen is. Maar uiteindelijk moet hij zich in de versterker bewijzen. De grafiek is dan belangrijker dan de theorie: laat de stroom zien wat de regeling doet? En kun je verklaren waarom hij iets doet?

Deze metingen zijn daarom geen losse screenshots. Ze laten de ontwikkelfase zien: AB op hold, AB in run, diagnose tijdens correctie, serial/debug output en tenslotte het bewust werken met per-buis targets. Vooral dat laatste is belangrijk voor de uitgangstrafo.

13.1 De meting die het principe samenvat

Dit plaatje zegt eigenlijk alles. In één meting zie je het verschil tussen regelen, vasthouden en opnieuw regelen. Daarom hoort dit vóór de losse HOLD- en RUN-screenshots: het is de samenvatting van het gedrag dat de ETbias moet hebben.



Figuur 30 - Overzichtsmeting HOLD/RUN: bij RUN blijft de stroom rond target, bij HOLD drift de eindtrap weg, daarna trekt RUN terug naar target.

De vier vakken in de grafiek laten de regelstrategie zien. In fase 1 loopt AB in RUN met gesloten deksel: de stromen liggen rond 45 mA. In fase 2 blijft AB RUN actief met open deksel: de omgeving verandert, maar de regeling houdt de stromen nog steeds bij elkaar. In fase 3 staat AB op HOLD. Dan grijpt de regelaar niet meer in en zie je de stromen als groep wegzakken. In fase 4 gaat AB weer naar RUN en worden de stromen snel terug naar de target gebracht.

- RUN betekent: drift wordt actief gecorrigeerd.
- HOLD betekent: de laatste DAC-waarden blijven staan, maar nieuwe drift wordt niet gecorrigeerd.
- De drift in HOLD is geen fout van de grafiek; het is precies het gedrag dat de test zichtbaar maakt.
- Het terugkomen naar target in fase 4 bewijst dat de regelkring de buisstromen weer kan corrigeren.

Voor de theorie is dit belangrijk: de ETbias hoeft niet continu nerveus aan de DAC te draaien. Hij moet weten wanneer hij mag corrigeren, wanneer hij moet wachten, en of hij na een periode HOLD weer netjes terugkomt. Deze meting laat dat in één beeld zien.

Test	Wat is te zien	Betekenis
AB HOLD	De vier stromen bewegen als groep mee met drift.	Zonder correctie blijft de onderlinge vorm redelijk gelijk, maar absolute stroom loopt weg.
AB RUN	De regeling regelt de stromen terug naar target.	De regelaar corrigeert drift zonder continu te jagen.
Diagnose	Gate open, safety OK, DAC/step per buis zichtbaar.	Niet alleen dashboardwaarde, maar ook de reden achter de correctie wordt zichtbaar.
Per-buis target	V1, V2, V3 en V4 krijgen bewust verschillende targets.	Nodig voor UGT-balans: gelijke kathodestroom is niet altijd de laagste vervorming.

13.2 HOLD: drift zonder correctie

AB HOLD is een nuttige teststand. De regelaar kijkt wel mee, maar grijpt niet in. Daardoor zie je wat de versterker zelf doet. In deze meting bewegen de vier buizen als groep. Dat past bij drift door voeding, temperatuur en netspanning. De onderlinge afstand blijft redelijk herkenbaar, maar de absolute stroom loopt weg.



Figuur 31 - AB HOLD: de vier buisstromen driften mee zonder actieve correctie.

Dit is precies waarom de ETbias zin heeft. Niet omdat elke kleine rimpel gecorrigeerd moet worden, maar omdat het werkpunt op langere termijn niet zomaar mag wegglopen. HOLD laat dus de natuurlijke drift zien waartegen de regeling later moet werken.

13.3 RUN: drift gecompenseerd

In AB RUN mag de regelaar wel corrigeren. Hier zie je dat de stromen terug naar de target worden gebracht. Het belangrijke punt is niet dat de lijnen helemaal vlak zijn. Dat zou zelfs verdacht zijn, want dan zou de regeling waarschijnlijk op ruis jagen. Het belangrijke punt is dat de drift wordt teruggehaald zonder dat de regeling nerveus wordt.



Figuur 32 - AB RUN: drift wordt door de ETbias teruggebracht naar het ingestelde target.

De daling aan het einde laat mooi zien wat een correctiemoment doet. De buizen worden niet continu op elke sample gecorrigeerd, maar na een geldig moment naar hun doelgebied teruggebracht. Dit is het praktische bewijs van de gedachte achter quiet windows en begrensde correcties.

13.4 Diagnose: niet alleen wat, maar waarom

Het dashboard laat zien wat er gebeurt. Diagnose laat zien waarom. In dit screenshot is GPIO35 LOW/stil en de gate open. Safety is OK. Daaronder zie je per buis de stroom, target, fout, DAC-waarde en step. Dat is precies de informatie die je nodig hebt om te begrijpen waarom V1 een stap krijgt en de andere buizen niet.

GPIO35	LOW stil
Gate	open
Reden	GPIO35 LOW/stil
Safety	OK
Update	23:19:47
Buisuren V1	12 h 30 min
Buisuren V2	213 h 0 min
Buisuren V3	213 h 0 min
Buisuren V4	213 h 0 min
Buis	mA / target / fout / DAC / step
V1	25.8 / 26.0 / 0.2 / 1194 / 1
V2	22.9 / 23.0 / 0.1 / 980 / 0
V3	23.0 / 23.0 / 0.0 / 1133 / 0
V4	22.9 / 23.0 / 0.1 / 1030 / 0
RUN interval	0 ms
RUN max step	20 counts

Figuur 33 - Diagnosebeeld: gate open, safety OK en per buis zichtbaar of een correctiestap nodig is.

Dit was in de Arduino/serial fase veel lastiger. Dan zag je wel regels tekst, maar je moest de toestand zelf terug beredeneren. Hier staat het gedrag bij elkaar: gate, buisuren, fout, DAC en step. Daardoor wordt de ETbias bestuurbaar en begrijpelijk.

13.5 Serial/debug: onder de motorkap

Serial output blijft nuttig als bewijs onder de motorkap. In dit fragment zie je RUN-regels met vier stromen, DAC-waarden en statusvelden. Ook zie je een webactie: targets worden via de webpagina naar RAM gezet, terwijl NVS nog de oude waarden heeft. Dat is bewust nuttig, want zo kun je tijdelijk testen zonder meteen flash te veranderen. Maar ook bij compile fouten of upload problemen, dit heeft in het begin veel tijd en debugging gekost, maar kon mijn eigen tools “bouwen”.

```
154466,RUN,22.9,23.0,22.8,22.9,1202,998,1151,1046,0,0,0,0,1,1,1,1,0.011,0.026,0.013,0.016,0.037,0.076,0.034,0.047
WEB basic POST from 192.168.68.103 raw=[23.0,22.0,21.0,19.9] band=0.10
WEB basic route hit: APPLY
WEB basic after apply-to-RAM RAM basic: T=[23.0, 22.0, 21.0, 19.9] band=0.10
WEB basic apply leaves NVS NVS basic: T=[23.0, 23.0, 23.0, 23.0] band=0.10
156149,RUN,22.9,23.0,22.8,22.9,1202,998,1151,1046,0,0,0,0,1,1,1,1,0.013,0.013,0.014,0.036,0.032,0.043,0.045,0.092
164590,RUN,23.0,23.0,22.9,22.9,1202,998,1151,1046,0,0,0,0,1,1,1,1,0.012,0.049,0.021,0.018,0.036,0.136,0.070,0.053
```

De logregels kwamen ongeveer elke 1,5 seconde voorbij. Dat past bij het verhaal uit hoofdstuk 11: de effectieve meet- en updatecyclus is geen hoog-SPS laboratoriumsysteem. Daarom moet het algoritme met korte, bruikbare meetmomenten werken en niet wachten op een grote hoeveelheid samples.

13.6 Per-buis target: belangrijk voor de UGT

De volgende test is misschien de belangrijkste voor push-pull. Eerst lijkt het logisch om alle buizen exact dezelfde target te geven. Maar bij een echte uitgangstrafo is dat niet altijd de beste instelling. De kathodestroom is namelijk anode plus scherm/roosterstroom. Als de scherm/rooster stromen niet gelijk zijn, kan gelijke kathodestroom toch een ongelijke anode-DC door de uitgangstrafo geven.

Daarom moet de ETbias per buis een eigen target kunnen bewaken. Niet omdat ongelijkheid mooi is, maar omdat je de balans van de uitgangstrafo wilt kunnen optimaliseren. De UGT ziet uiteindelijk de DC-balans van de push-pull helften. Een kleine bewuste offset kan dus beter zijn dan vier gelijke getallen op het scherm.



Figuur 34 - Per-buis targets: V1, V2, V3 en V4 kunnen bewust verschillend worden ingesteld.

In deze test staan de targets bijvoorbeeld op 20, 21, 23 en 24 mA. Dat is geen normale eindinstelling, maar een duidelijke proef: laat de software echt per buis sturen, of trekt hij alles toch naar één gemiddelde? De grafiek laat zien dat de targets per buis werken.

- Per-buis target is nodig voor buismatch en verschil in scherm/rooster stroom.
- Voor UGT-balans telt vooral het verschil tussen de push-pull helften.
- De laagste vervorming kan bij bewust ongelijke kathodestroom liggen.
- Daarom moet target-instelling per buis in RAM én flash/NVS betrouwbaar werken.

13.7 Wat deze testfase bewijst

Deze screenshots laten samen zien dat de ETbias niet alleen een getal naar het target probeert te duwen. Het systeem heeft toestanden. HOLD laat de natuurlijke drift zien. RUN corrigeert die drift. Diagnose verklaart waarom een correctie gebeurt. Serial/debug bevestigt wat de software intern doet. En per-buis targets maken de stap naar echte push-pull optimalisatie mogelijk.

Daarmee wordt de ETbias meer dan een automatische potmeter. Het wordt een meet- en regelsysteem waarmee je de eindtrap kunt begrijpen. Dat is belangrijk, want bij buizen en uitgangstrafo's is alleen 'gelijke stroom' niet altijd hetzelfde als 'beste werking'.

14. Afregelen en tunen van de ETbias

Na de praktijktesten komt de vraag: hoe stel je dit nu verstandig af? Dat is geen kwestie van zomaar aan alle knoppen draaien. De ETbias is een regelkring. Als je meerdere parameters tegelijk verandert, weet je niet meer welke verandering het gedrag veroorzaakte.

De beste aanpak is langzaam en systematisch. Eerst veiligheid en basiswerking. Daarna per-buis targets. Daarna pas snelheid, deadband, settle en gate. Je wilt niet de snelste regeling, maar de snelst *rustige* regeling.

14.1 Eerst veiligheid, dan pas mooi regelen

De hardstop is geen afregelparameter om mooi gedrag te krijgen. Het is de grens waar de ETbias stopt met regelen en begint met beschermen. Daarom moet safety eerst bewezen zijn. Pas als Emergency, DAC-safe en AB HOLD betrouwbaar werken, heeft het zin om de regeling sneller of fijner te maken.

- Controleer of de hardstop duidelijk zichtbaar wordt als Emergency.
- Controleer of de DAC-uitgangen veilig teruggaan.
- Controleer of AB daarna niet stiekem blijft corrigeren.
- Controleer of dashboard en diagnose dezelfde toestand laten zien.

14.2 Targets per buis kiezen

Het target is niet alleen een stroomgetal. Bij push-pull hoort het target bij balans in de uitgangstrafo. Daarom moet iedere buis een eigen target kunnen hebben. Gelijke kathodestroom is een goed beginpunt, maar niet automatisch het eindpunt.

Een praktische volgorde is: eerst alle buizen op een veilige gelijke waarde zetten. Daarna meten of luisteren of de push-pull balans beter wordt met een kleine offset. Als meting met FFT, ARTA beschikbaar is, dan is dat beter dan gokken. De ETbias moet de gekozen afstand tussen de buizen vasthouden.

- Begin met gelijke EL84 PP defaults.
- Bepaal daarna per kanaal of één buis iets hoger of lager moet staan.
- Bewaar targets pas in flash als het gedrag klopt.
- Bij buiswissel: target en buisuren opnieuw beoordelen.

14.3 Regelparameters: wat doet welke knop?

De regelparameters grijpen allemaal in op hetzelfde gedrag, maar niet op dezelfde manier. Daarom is het handig om ze niet als losse knoppen te zien, maar als onderdelen van één lus: meten, beslissen, stap zetten en wachten.

Parameter	Te laag / te klein	Te hoog / te groot	Afregelen
Deadband	Regeling reageert op ruis en kleine meetvariatie.	Echte drift blijft te lang staan.	Zo klein mogelijk, maar groot genoeg dat hij niet jaagt.
Hysteresis	Grensgebied wordt zenuwachtig.	Regelaar voelt traag of plakkerig.	Net genoeg schakelrust rond de deadband.
Kp	Correctie duurt te lang.	Overshoot of heen-en-weer regelen.	Verhogen tot hij vlot corrigeert, daarna iets terug.
Max step	Veel kleine stapjes nodig.	Grote sprong in werkpunt.	Begrenzen zodat één stap nooit agressief voelt.
Settle time	Meten op eigen DAC-stap; kans op oscillatie.	Stiltevenster wordt onnodig opgebruikt.	Lang genoeg voor NRS/bijsturen, kort genoeg voor 4 seconden venster.
Samples	Te veel meetruis in gemiddelde.	Correctie komt te laat.	Korte burst: betrouwbaar genoeg, maar snel.
Gate drempel	Corrigeert tijdens audio.	Mist bruikbare stiltes.	Afstellen op echte muziekpauzes.

14.4 Praktische afregelvolgorde

Ik zou de afregeling in deze volgorde doen. Niet omdat dit de enige manier is, maar omdat je zo steeds één oorzaak tegelijk bekijkt.

- Zet de targets veilig en controleer de ruwe meting.
- Test HOLD: kijk hoe de versterker zonder correctie drift.
- Test RUN met kleine correctiestappen en ruime deadband.
- Verklein deadband pas als de regeling rustig blijft.
- Verhoog Kp of max step alleen als correctie te traag blijft.
- Verlaag settle time alleen als de grafiek geen overshoot of jagen laat zien.
- Verlaag sample-aantal alleen als meetruis niet zichtbaar problematisch wordt.
- Test daarna met echte muziekpauzes, niet alleen met een stille ingang.

14.5 Gate-drempel afstellen

De audiogate bepaalt wanneer de ETbias mag werken. Als de drempel te gevoelig staat, blijft de gate te vaak dicht en corrigeert de regelaar bijna nooit. Als de drempel te ongevoelig staat, kan hij tijdens audio corrigeren. Dat is precies wat we willen vermijden.

De juiste instelling vind je niet met perfecte stilte alleen. Je moet kijken naar echte muziek: intro's, pauzes tussen nummers, zachte passages en restgeluid. De gate moet niet elk klein ruisje als muziek zien, maar hij moet wel dicht gaan bij echt audiosignaal.

14.6 Mini-bursts: snel maar niet dom

Mini-bursts bewaren kan de regeling sneller maken. Als er al een paar goede samples zijn en de gate gaat kort dicht, hoef je niet altijd helemaal opnieuw te beginnen. Maar dit mag niet blind gebeuren. Oude samples kunnen bij een andere DAC-stand of tijdens settle waardeloos zijn.

- Bewaar mini-bursts alleen als de DAC sinds die samples niet veranderd is.
- Bewaar ze alleen als de settle-tijd voorbij was.
- Gebruik een maximum leeftijd.
- Wis alles bij hardstop, reboot, DAC-stap of langdurige gate dicht.

14.7 Wat je niet tegelijk moet doen

De grootste valkuil bij tunen is ongeduld. Als je Kp, deadband, sample-aantal en settle tegelijk verandert, lijkt het misschien alsof je vooruitgaat, maar je weet niet waarom. Dan kun je het goede gedrag later ook niet betrouwbaar terugvinden.

- Verander niet tegelijk Kp en max step.
- Verander niet tegelijk sample-aantal en gate-drempel.
- Verander settle time niet tegelijk met Kp.
- Sla niet meteen alles op in flash; test eerst in RAM.
- Gebruik cold start om te controleren of flash/NVS echt dezelfde instelling terugzet.

14.8 Wanneer is de instelling goed?

Een goede instelling is niet de instelling waarbij de grafiek het vlakst lijkt. Een goede instelling is de instelling waarbij de buisstroom veilig blijft, drift wordt gecorrigeerd, de gekozen per-buis afstand behouden blijft, en de regeling niet hoorbaar of zichtbaar op audio reageert.

Voor mijn gevoel is dat de kern: rustig genoeg voor audio, snel genoeg voor drift, streng genoeg voor safety. Als die drie tegelijk kloppen, is de ETbias praktisch bruikbaar.

14.9 Factory reset en profielen

Bij het testen van deze ETbias is het verleidelijk om de instellingen van de huidige versterker als algemene waarheid te zien. Dat is gevaarlijk. De regelparameters kunnen redelijk overdraagbaar zijn, maar stroom-, DAC- en startwaardes horen bij de hardware.

Een andere eindtrap kan andere buizen, een andere biasdriver, een andere shuntwaarde, een andere voeding of een andere maximale dissipatie hebben. Daarom mag een factory reset niet teruggaan naar mijn versterkerinstellingen. Factory reset betekent: terug naar een veilige, neutrale starttoestand.

In mijn hardware betekent DAC=0 maximale NRS. Dat is belangrijk om hardop te zeggen. DAC=0 is hier dus niet zomaar nul of niets doen, maar de veilige kant: maximale negatieve roosterspanning en daarmee minimale buisstroom.

De factory reset doet daarom bewust het volgende:

- NVS wissen: oude testwaarden, initwaardes en opgeslagen instellingen verdwijnen.
- Factory tuning laden: de regelaar krijgt weer de bekende basisinstellingen.
- DAC's naar 0: maximale NRS, dus de veilige kant van de biasdriver.
- INIT_DAC naar 0: ook de ramp start vanaf maximale NRS.
- Hardstop aan met grens op 70 mA.
- Daarna reboot naar het dashboard.

De GUI toont daarbij een profielstatus. Profiel default betekent: de factory/default instellingen zijn actief. Profiel custom betekent: er is iets aangepast of uit NVS geladen. Dat is geen ingewikkeld profielbeheer, maar een simpele waarschuwing: kijk goed welke toestand actief is.

Daarom heeft de sketch ook een FACTORY_PROFILE_VERSION. Oude NVS zonder deze versie, of met een oudere versie, wordt niet meer vertrouwd voor targets, hardstop, DAC-limieten en INIT_DAC. De ESP32 mag na een firmware-upload dus niet zomaar oude testwaarden uit flash terughalen.

Bij een versie-mismatch blijven WiFi settings en buisuren wel behouden. Die zijn handig en niet gevaarlijk voor de buizen. Alleen de stroom- en DAC-gerelateerde instellingen vallen terug naar veilig: target 0 mA, DAC 0, INIT_DAC 0, hardstop 70 mA en profiel default.

Het EL84 PP verhaal blijft belangrijk, maar alleen als tuning-referentie. De default tuning is in deze opstelling getest. Dat betekent niet dat hardstop, targets, DAC-limieten of INIT_DAC automatisch voor iedere versterker kloppen.

Later kan dit worden uitgebreid met echte profielen, bijvoorbeeld Class A of push-pull, en eventueel met pair-keuze voor de twee helften van een uitgangstrafo. Voor nu is het bewust eenvoudig: default of custom. Eerst veiligheid en duidelijkheid, daarna pas luxe.

15. Bronnen, rechten en herkomst van materiaal

In dit document staan mijn eigen metingen, eigen screenshots, bewerkte schema's, printbeelden en technische informatie uit datasheets of documentatie. Voor mijn eigen ontwikkeling is dat prima, maar zodra het document wordt gedeeld, wil ik netjes kunnen zien wat van mij is en wat als bron of referentie is gebruikt.

15.1 Uitgangspunt

Het theorieboek is een technisch werkdocument. Het is het resultaat van een studie zoals ik het begrijp en heb toegepast. Een leidraad om een autobias te maken. Wellicht kan het anders, beter. Het doel is uitleggen hoe mijn ETbias werkt en waarom bepaalde keuzes zijn gemaakt. Het is geen commerciële service-manual en ook geen heruitgave van schema's van anderen. Waar bestaand materiaal is gebruikt, is dat bedoeld als referentie, vergelijking of basis voor de eigen metingen, aanpassingen en inzichten.

15.2 Overzicht bronnen en materiaal

Materiaal	Herkomst	Gebruik in dit boek	Rechten / opmerking
Eigen metingen, grafieken en screenshots	Eigen projectmetingen van de ETbias-opstelling	Validatie, diagnose, HOLD/RUN gedrag, per-buis target en tuning	Eigen materiaal. Vrij te gebruiken binnen dit project.
ESP32 webinterface en serial/debug output	Eigen firmware en eigen testopstelling	Uitleg van dashboard, diagnose, advanced/expert en regelgedrag	Eigen materiaal. Geeft de werkelijke ontwikkeling weer.
ETbias hoofdschema en bias-PCB	Eigen hardwaredocumentatie/projectbestanden	Praktijkdeel: hoe ESP32, ADC, DAC, opamps en eindtrap samenwerken	Eigen of projectmateriaal. Bronbestanden bewaren bij het boek.
Audioguard schema en audioguard-PCB	Eigen apart ontwerp voor audio-gate/GPIO-signaal	Quiet-window hoofdstukken en hardwaredeel	Eigen of projectmateriaal. Belangrijk omdat gating niet uit buisstroom wordt afgeleid.
ANK EL84 versterkerschema	Extern referentieschema van de gebruikte/vergeleken EL84 versterker	Basis om te tonen waar de kathodeweerstand en ontkoppel-C's zijn aangepast	Alleen gebruiken als technische referentie. Bij publicatie bron en toestemming controleren.
Ingezoomde schemafragmenten en rode markeringen	Eigen bewerking op basis van het referentieschema	Uitleg: R14/R15 blijven, R11/R12 worden 1R shunts, C5/C6 verdwijnen	Bewerking is eigen uitleg, maar het onderliggende schema blijft bronmateriaal.
Datasheets van componenten	Fabrikanten van ESP32, ADS1220, MCP4728, EL84 en gebruikte opamps/transistoren	Controle van pinnen, resolutie, voeding, interfaces en elektrische grenzen	Datasheets citeren als bron; niet integraal overnemen.
Vergelijkende meetinformatie van derden	Technische uitwisseling met andere ETbias-ontwikkeling	Vergelijking van sampling, netspanningsdrift, per-buis offset en THD-effect	Niet letterlijk overnemen zonder toestemming. In dit boek vooral als technisch inzicht samengevat.
Vanderveen-TentLabs / analoge servo-informatie	Bestudeerde analoge bias-servotechniek	Theoretisch vergelijkingspunt voor Digital Bias en quiet-window benadering	Als concept en referentie bespreken; oorspronkelijke bron apart vermelden wanneer gepubliceerd.

15.3 Rechten en voorzichtig delen

Voor eigen gebruik is het vooral belangrijk dat het document klopt en dat de herkomst terug te vinden is. Voor delen buiten de eigen kring wordt het strenger. Dan moet per afbeelding of schema duidelijk zijn of het eigen materiaal is, of dat het alleen als citaat/referentie mag worden gebruikt.

- Eigen screenshots, eigen foto's en eigen metingen mogen als projectmateriaal worden gebruikt.
- Schema's van fabrikanten, bouwpakketten of derden niet zomaar als vrij beeldmateriaal behandelen.
- Bij publicatie liever verwijzen naar de originele bron dan grote stukken documentatie letterlijk overnemen.
- Bij twijfel: bron noemen, toestemming vragen, of het schema opnieuw als eigen vereenvoudigd blokschema tekenen.

15.4 Tot slot

Waarom ETBIAS ? Ach, het beestje moet een naam hebben. Het zijn slechts de initialen van mijn voor-en achternaam. Leuk, speels en zoals vermeld in mijn eigen taal geschreven. En het resultaat van denken, zelf studie én toepassen van hetgeen ik heb geleerd de afgelopen jaren te hichtum. Voor mij is het eind nog niet in zicht, het smaakt naar meer. Ik kan helaas geen grafieken presenteren gegenereerd dmv ARTA, dataloggers, enz. Ik bezit geen goede referentie versterker(s) of professionele meetapparatuur maar “slechts” een Fluke 72, een hobby-scoop, toongenerator, een goed soldeerstation, tijd en enthousiasme. Ik ben louter bezig geweest in het DC-domein, heb mijn oren gebruikt en heb werkelijk geen idee of mijn ontwerp een toevoeging is op de mooie dingen die “we” ontwikkelen bij TS. Misschien zijn er wel medestudenten die mijn ontwerp willen toepassen en/of testen. Dit kan voor mij interessant zijn om tekortkomingen te onderzoeken en indien nodig te wijzigen.

Een belangrijke investering staat hoog op de lijst: Nieuwe bril. Want daarvan zijn de glazen inmiddels wel dof gekeken na het vele uren naar het beeldscherm...

“je snapt het pas als je het begrijpt” (Hendrik Johannes Cruijff : 1947-2016)