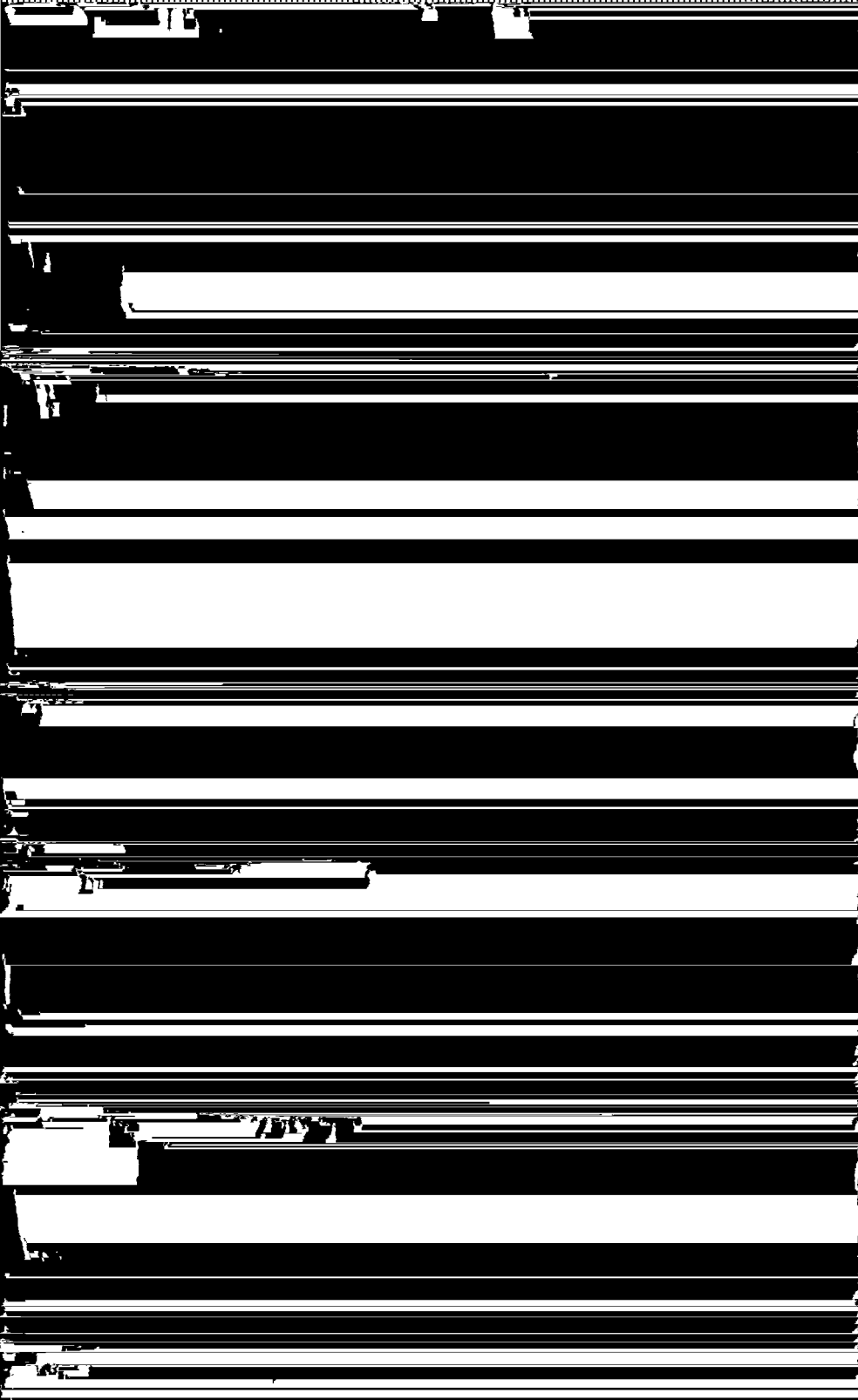


**Copyright 1943 N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken te Eindhoven
(Nederland).**

Nadruk, ook gedeeltelijk, verboden.

Gedrukt in Nederland.



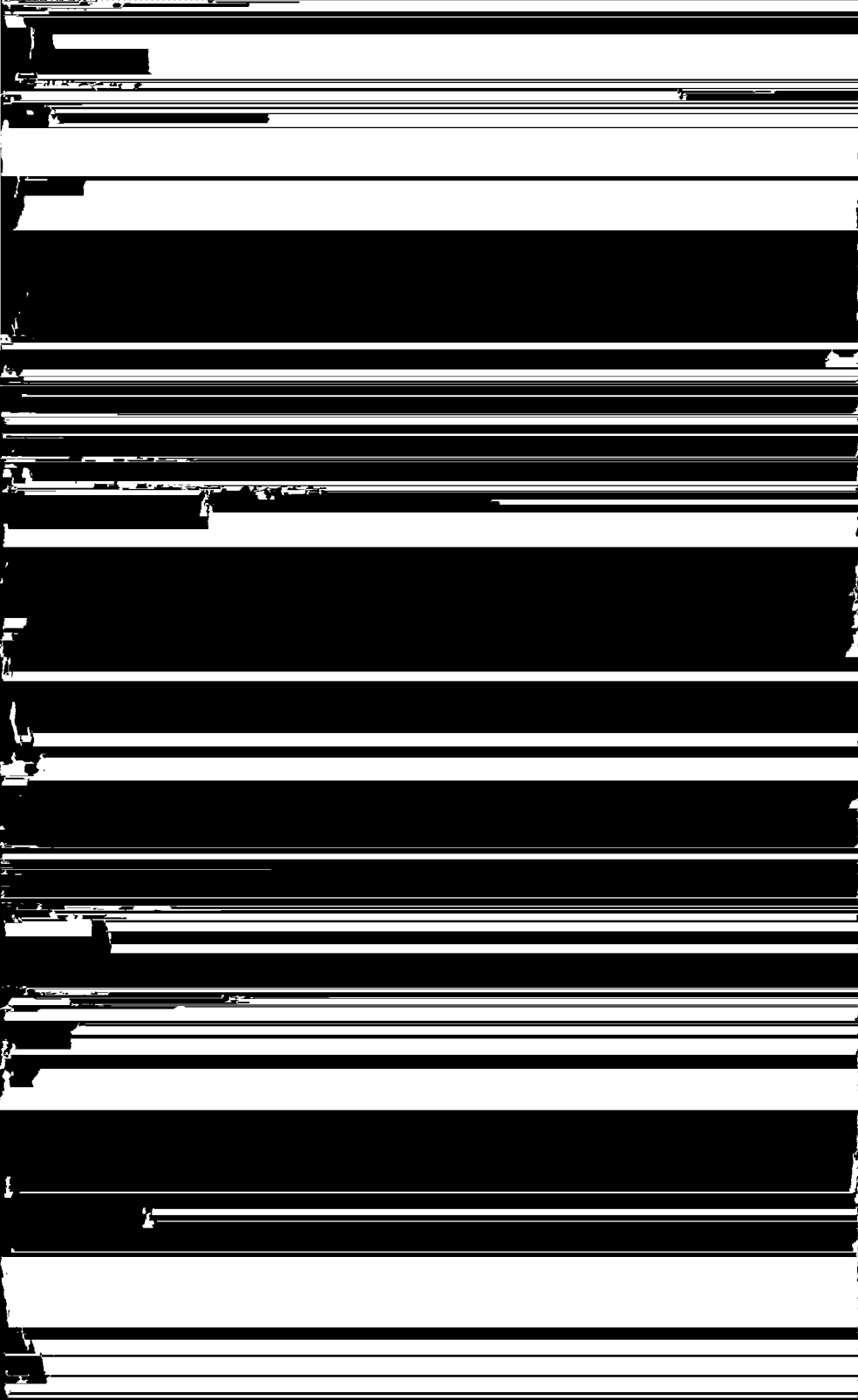




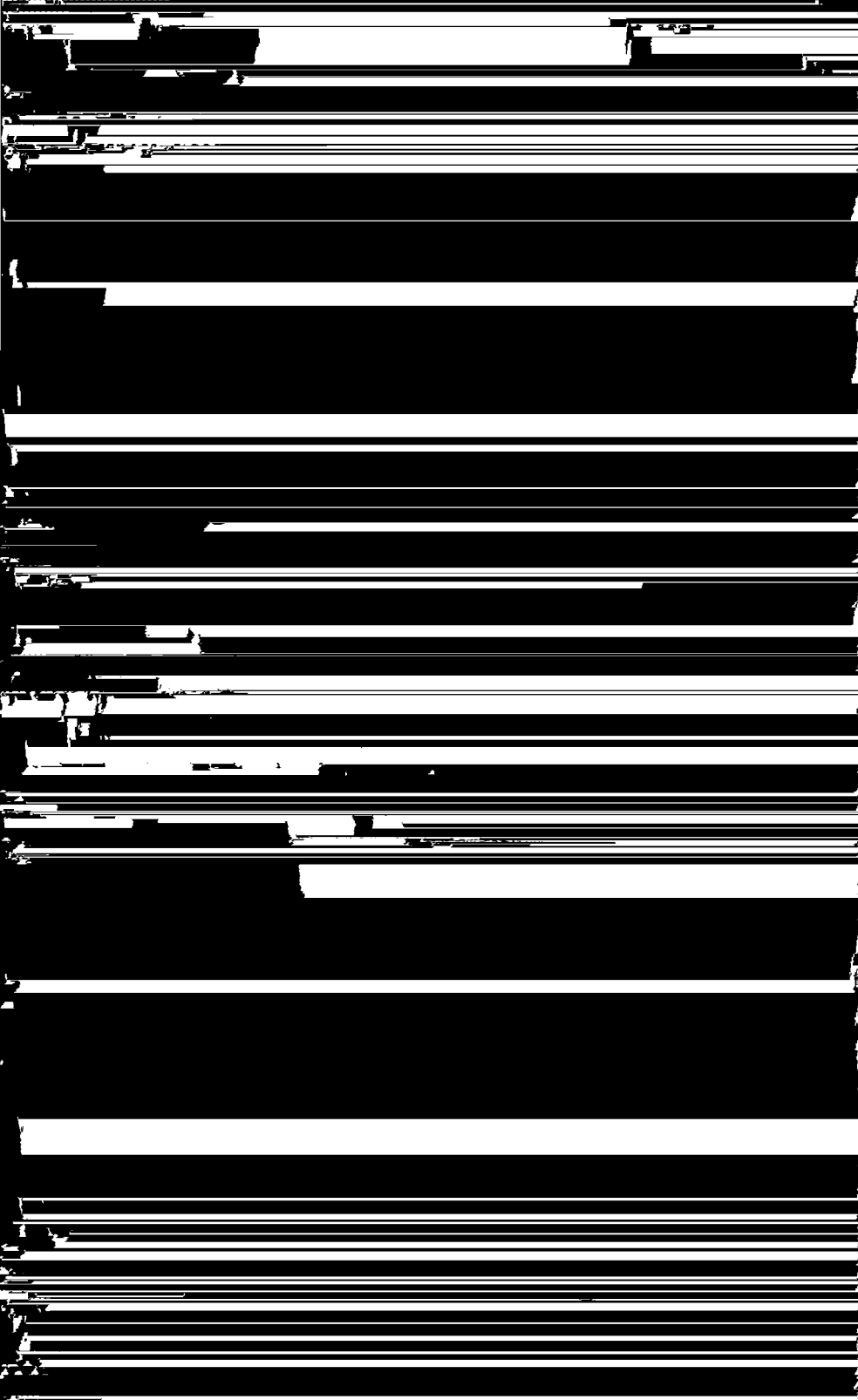
Een gedeelte van de Philips' Radiobuizenfabriek te Eindhoven.

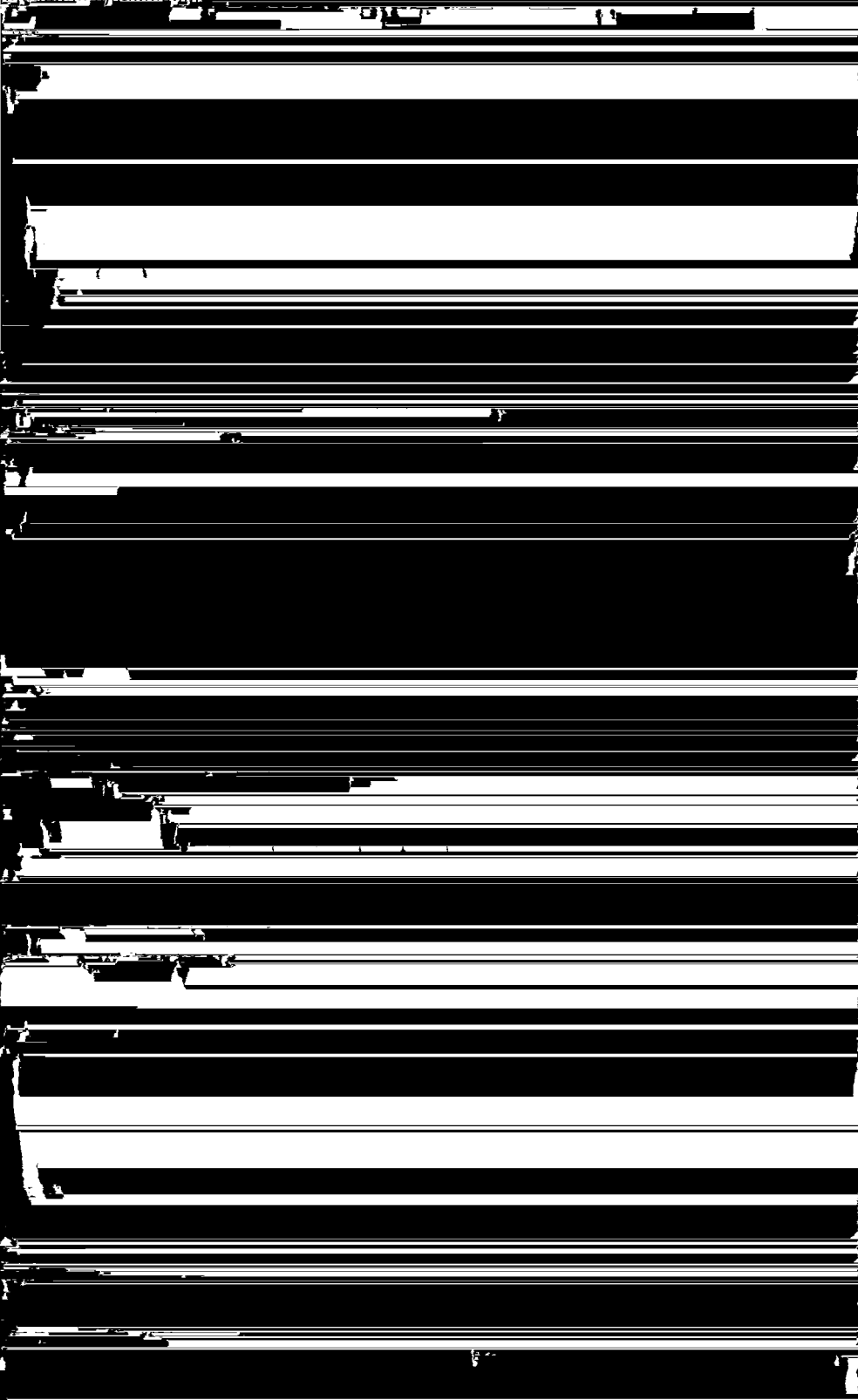


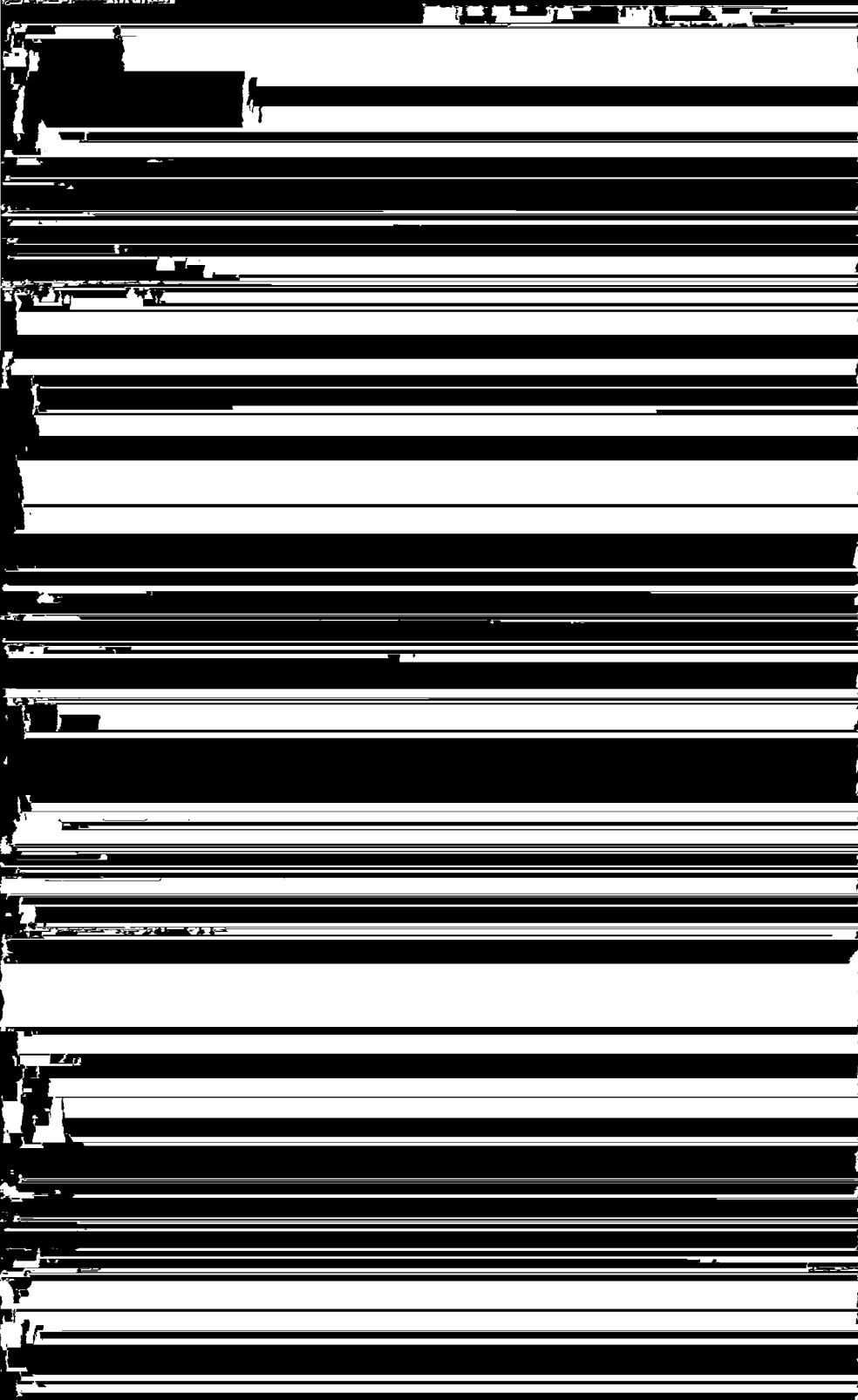












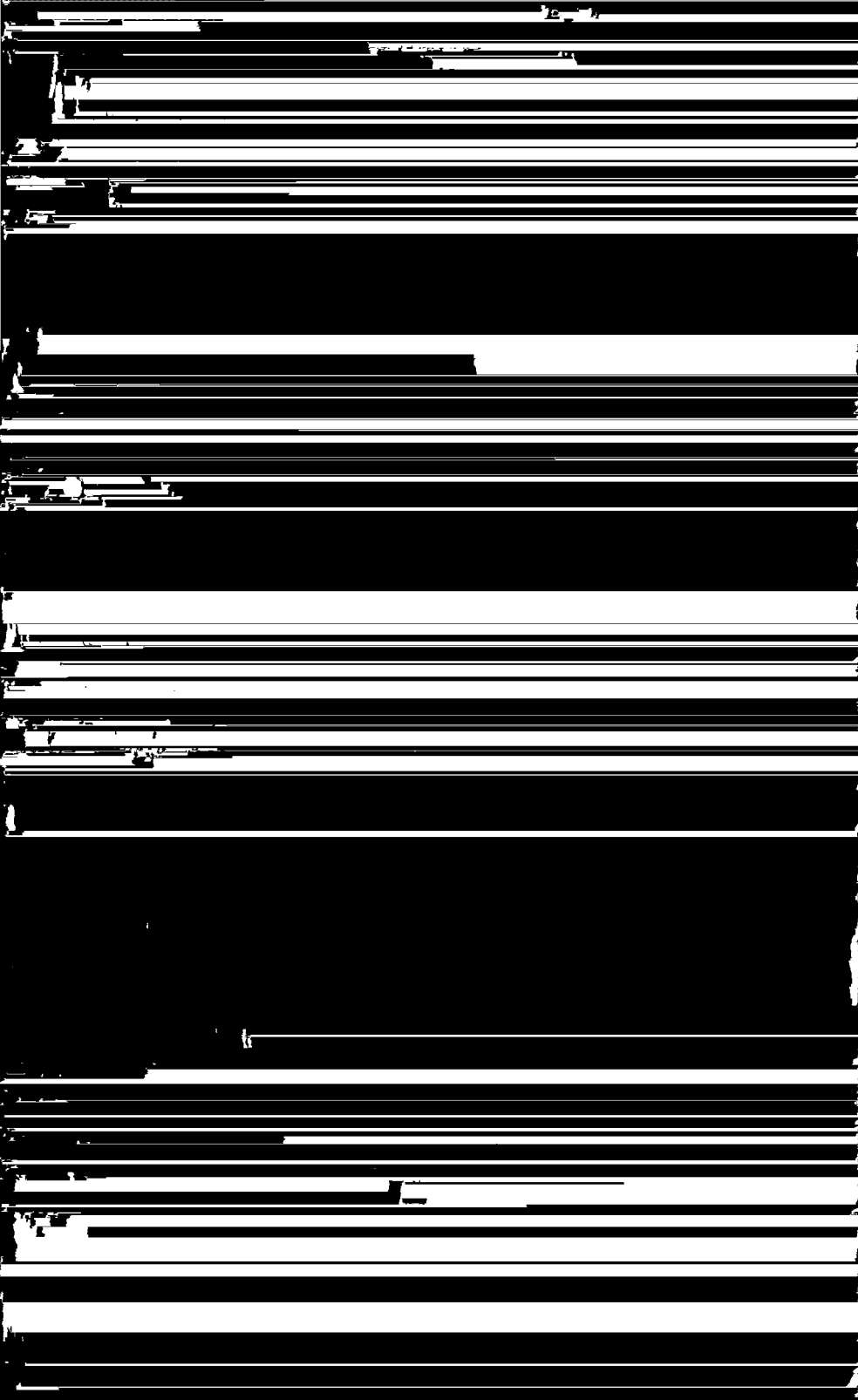
		Blz
	α) De roostercapaciteit	157
	β) De anodecapaciteit	157
	γ) De rooster-anodecapaciteit	157
b)	De capaciteiten van een penthode	163
	α) De roostercapaciteit	163
	β) De anodecapaciteit	163
	γ) De rooster-anodecapaciteit	164
c)	De capaciteiten van een octode	165
d)	De capaciteiten van andere meerroosterbuizen en van gecombineerde buizen	165
§ 2.	De invloed van de ruimtelading op de capaciteiten	166

HOOFDSTUK XV. Gevolgen van de kromming der karakteristiek

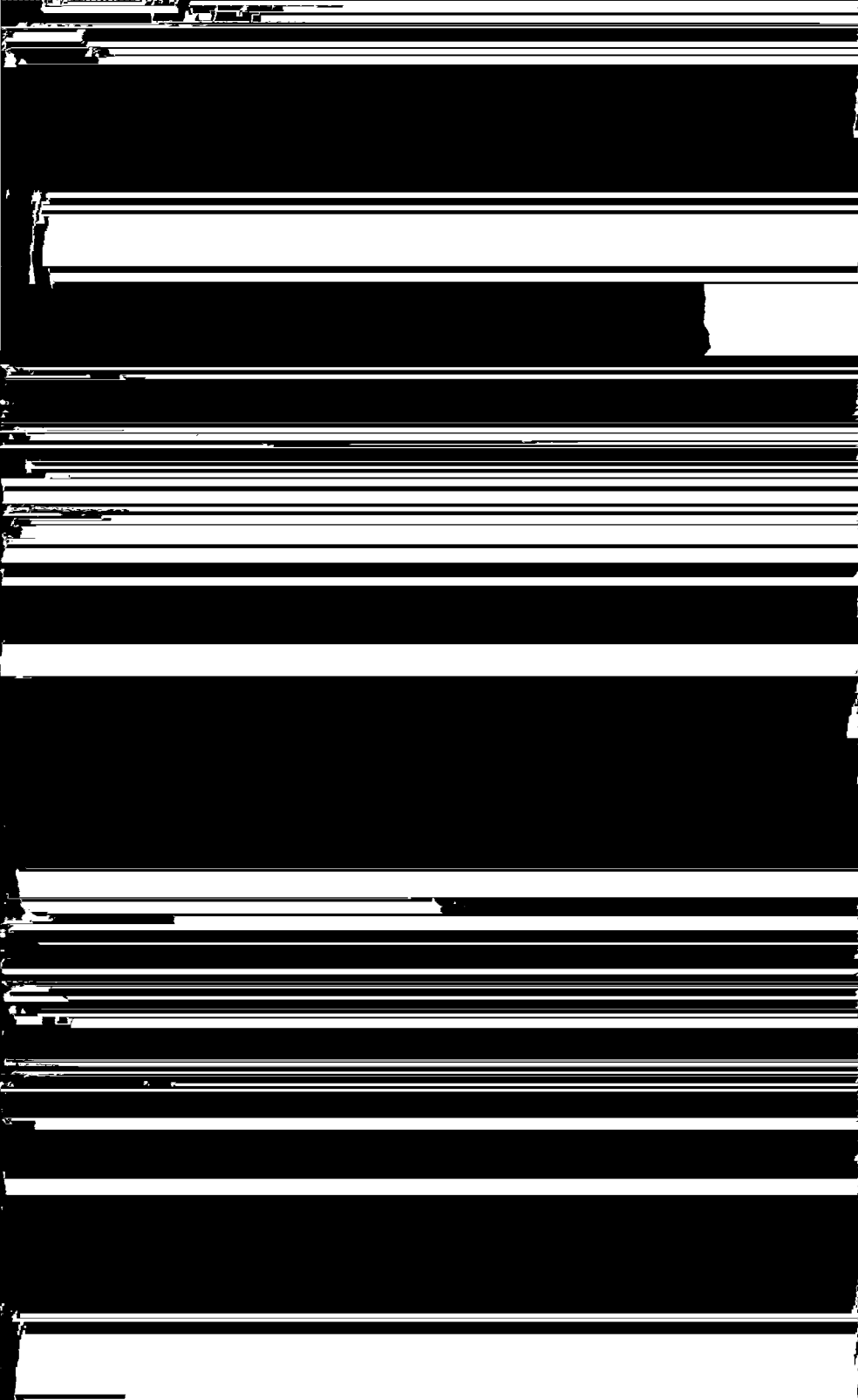
		171
§ 1.	Vervorming	171
§ 2.	Het leggen van twee signalen aan hetzelfde rooster	176
§ 3.	Brommodulatie	177
§ 4.	Gevolgen van de kromming van de steilheidskarakteristiek	179
	a) Modulatievervorming en modulatieverdieping	179
	b) Kruismodulatie	182

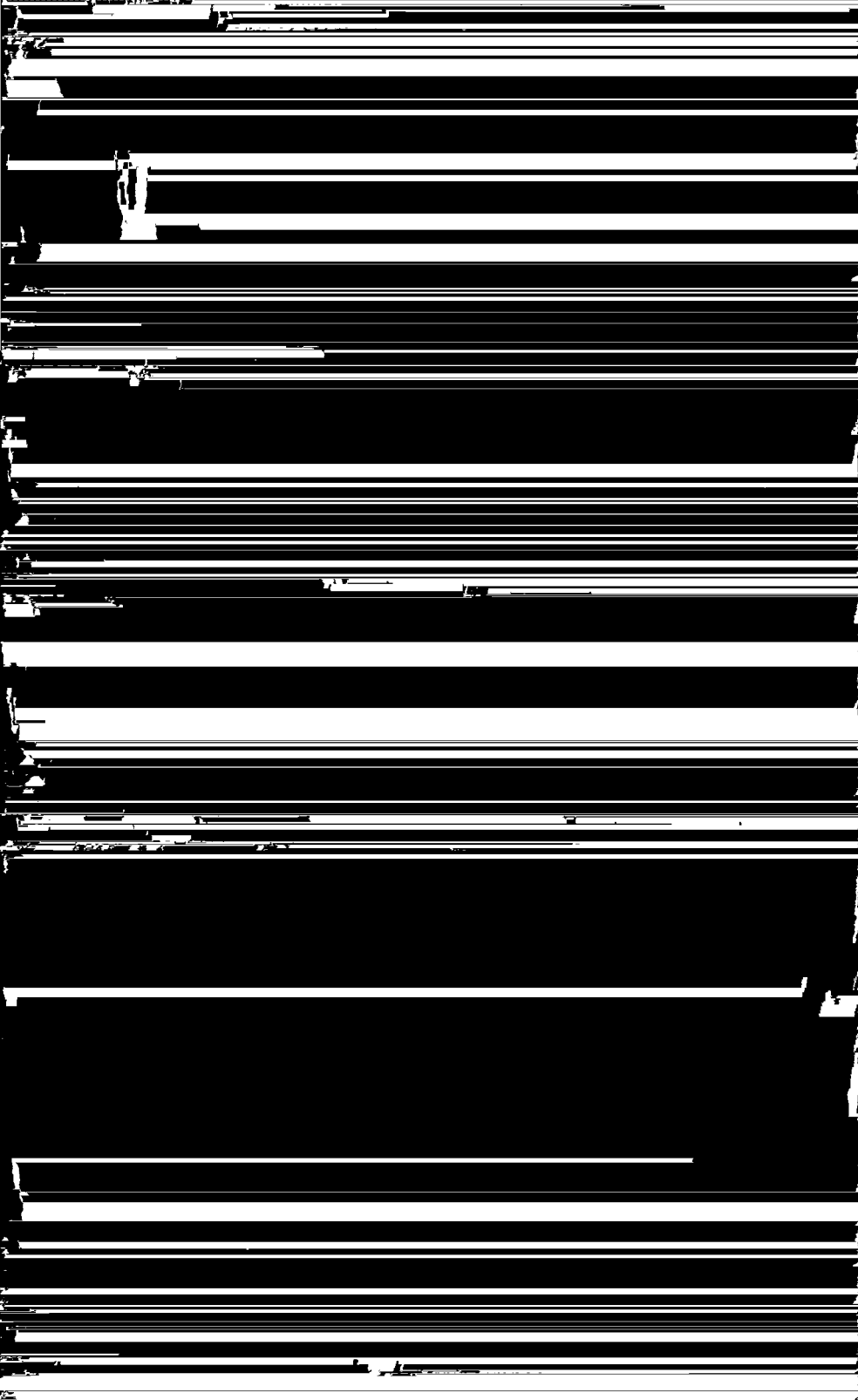
HOOFDSTUK XVI. Eindversterking

§ 1.	De taak, die de eindtrap te vervullen heeft, en de daarvoor toegepaste buizen	187
§ 2.	De aanpassing van den luidspreker aan de eindbuis	188
§ 3.	De gunstigste aanpassing bij trioden in enkelvoudige schakeling	189
§ 4.	De gunstigste aanpassing bij penthoden in enkelvoudige schakeling	193
§ 5.	De vervorming in eindbuizen in enkelvoudige schakeling	195
	a) Eenige beschouwingen over de toelaatbare vervorming	195
	b) Het verband tusschen het uitgangsvermogen en de vervorming	197
	c) Het uitgangsvermogen en de vervorming bij waarden van de aanpassingsimpedantie, welke van de gunstigste afwijken	198
§ 6.	De eischen, die aan eindpenthoden voor enkelvoudige schakeling moeten worden gesteld	202



	Blz.
HOOFDSTUK XX. Menging	260
§ 1. Grondbegrippen inzake de menging	260
§ 2. Mengbuizen, waarbij de oscillatorspanning en het H.F. signaal aan dezelfde electrode worden gelegd	265
§ 3. Mengbuizen, waarbij de oscillatorspanning en het H.F. signaal aan verschillende electroden worden gelegd	268
a) Mengbuizen, waarbij de electronenstroom eerst door het H.F. signaal en daarna door de oscillatorspanning wordt gestuurd	268
b) Mengbuizen, waarbij de electronenstroom eerst door de oscillatorspanning en daarna door de H.F. wisselspanning wordt gestuurd	272
§ 4. Nevenverschijnselen bij mengbuizen	273
a) Looptijdstroom	273
b) Inductie-effect	274
c) Frequentieverschuiving	279
d) Fluittonen	282
e) Ruisch	285
f) Kruismodulatie, modulatievervorming en brommodulatie	286
§ 5. Roosterstroomkrommen	286
 HOOFDSTUK XXI. Regeling van de versterking (buizen met regelbare steilheid)	 287
§ 1. Doel en verwezenlijking van de versterkingsregeling	287
§ 2. Voorwaarden, waaraan de geregelde buizen moeten voldoen	288
§ 3. Middelen, waarmee men den karakteristiekvorm beïnvloedt	290
§ 4. De logarithmische steilheidskarakteristiek en de niet-lineaire vervorming	293
§ 5. Meeloopende schermroosterspanning	297
§ 6. Toepassing van buizen met regelbare steilheid voor L.F. versterking	300
 HOOFDSTUK XXII. Automatische volumeregeling	 302
§ 1. Doel van de automatische volumeregeling	302
§ 2. Principieele verwezenlijking van de automatische volumeregeling	302
§ 3. Uitgestelde automatische volumeregeling	304





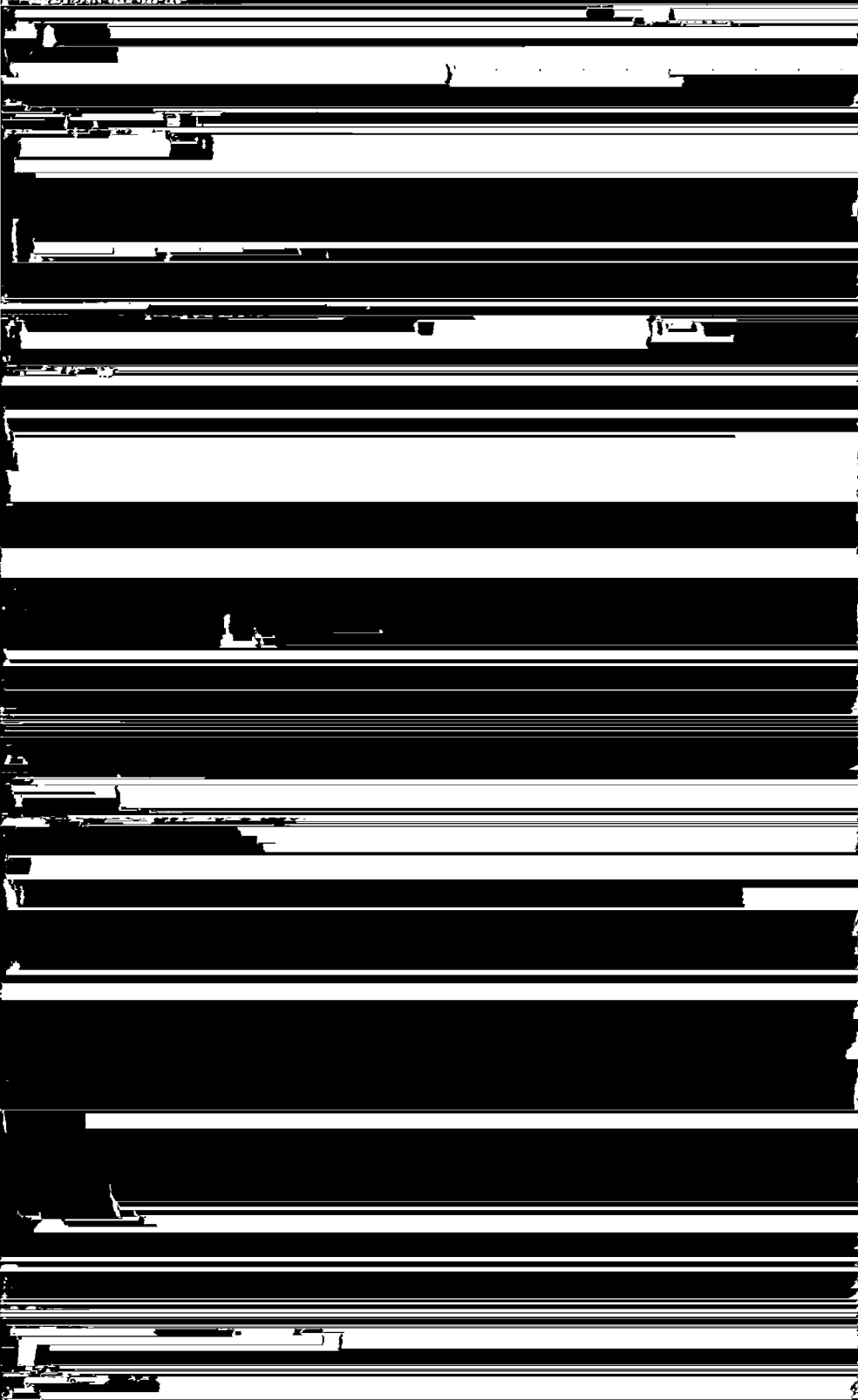
§ 3.	Invloed van de frequentieafhankelijkheid van de oor- gevoeligheid	388
§ 4.	Definitie van de bromspanning	389
§ 5.	De toelaatbare bromspanning	389
	a) Het bepalen van de toelaatbare bromspanning bij eindbuizen	390
	b) Het bepalen van de toelaatbare bromspanning bij L. F. voorversterkingsbuizen	390
	c) Het bepalen van de toelaatbare bromspanning bij detectiedioden	391
	d) Het bepalen van de toelaatbare bromspanning bij H.F. en M.F. buizen	391
	e) Het bepalen van de toelaatbare bromspanning bij mengbuizen	392
§ 6.	De verschillende oorzaken van brom in de buis	392
	a) Anodebrom	393
	b) Roosterbrom	394
	c) Kathodebrom	396
§ 7.	Brom ten gevolge van de wisselstroomvoeding van direct verhitte buizen	398

HOOFDSTUK XXVIII. Microfonisch effect in ontvangbuizen 400

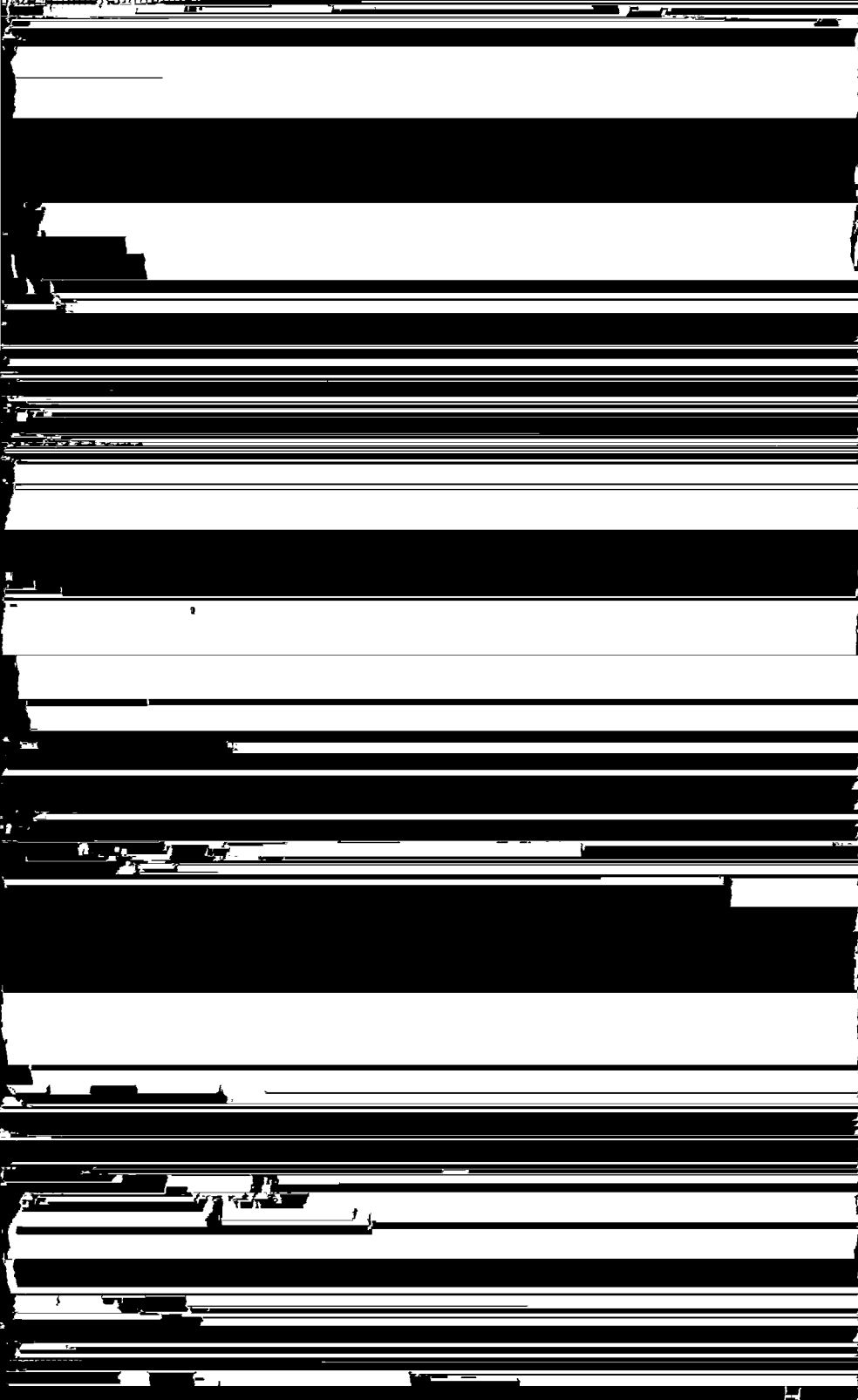
§ 1.	Inleiding	400
§ 2.	Oorzaken voor het ontstaan van microfonisch effect	400
§ 3.	L.F. microfonisch effect	401
§ 4.	Invloed van de bedrijfsspanningen op L.F. micro- fonisch effect	405
§ 5.	H.F. microfonisch effect	405
§ 6.	Microfonisch effect bij mengbuizen	408
§ 7.	Krakende en krassende geluiden	409
§ 8.	Ratelende geluiden	410
§ 9.	Slotbeschouwing over de kwaliteit van de buizen	410

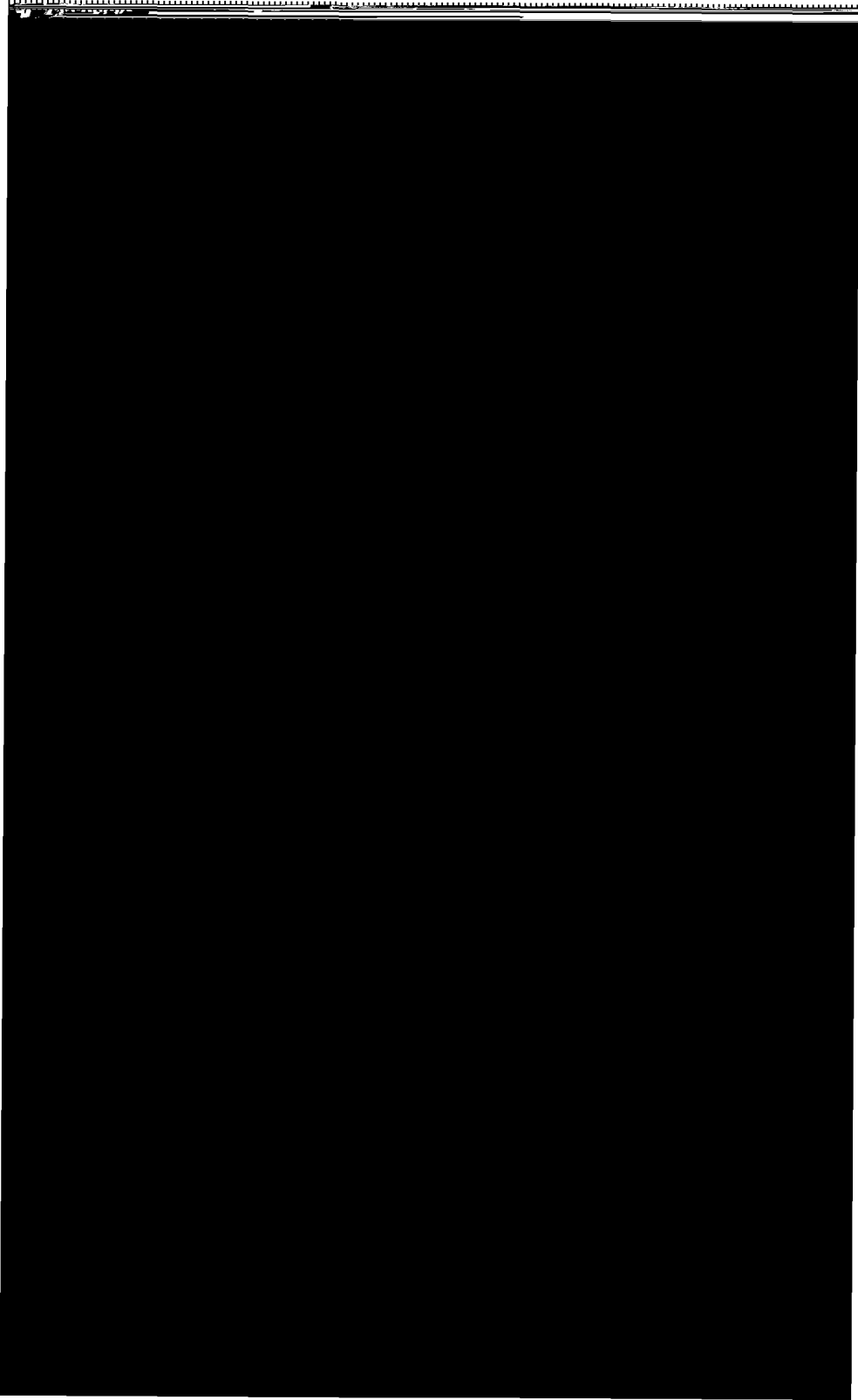
HOOFDSTUK XXIX. Verschijnselen, die tijdens den levens- duur van de buizen optreden 412

§ 1.	Achteruitgang van de emissie	412
§ 2.	Verandering van de contactpotentiaal tusschen stuurrooster en kathode	414
§ 3.	Omgekeerde roosterstroom	415
	a) Ionenstroom	415
	b) Roosteremissie	417
	c) Isolatiestroom	418

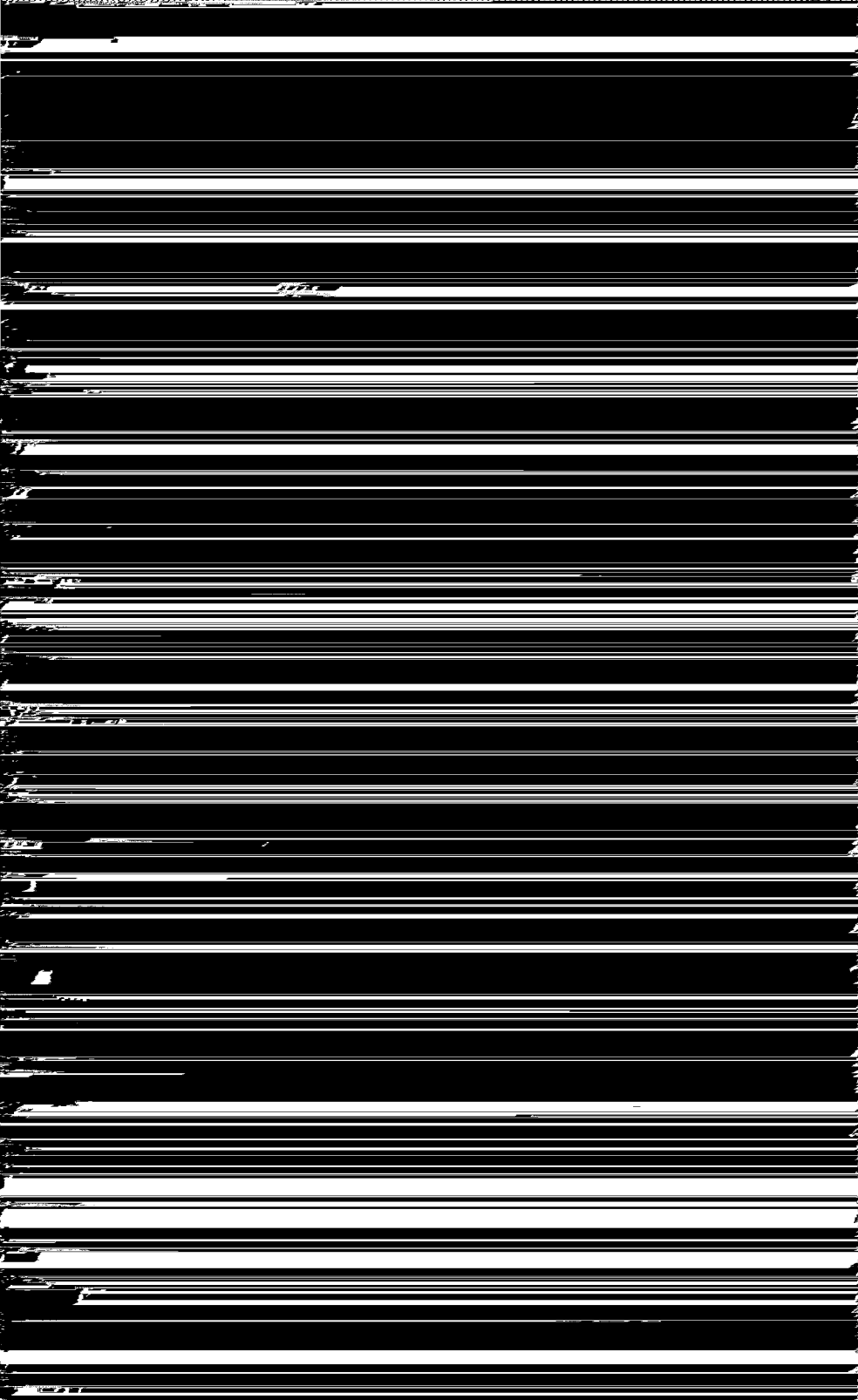


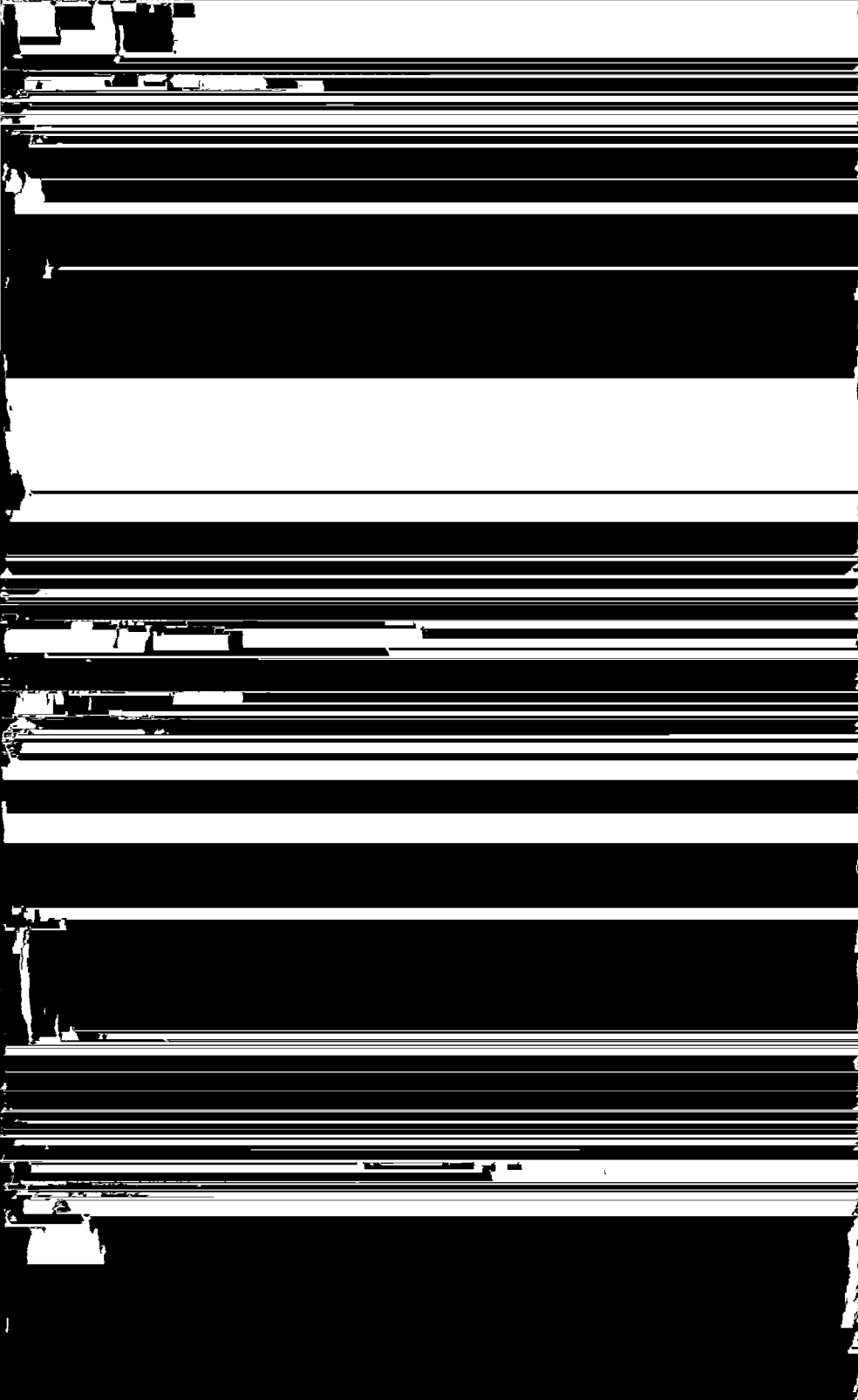
	Tabel: Het verband tusschen practische, electromagnetische en electrostatische eenheden . . .	458
B.	De definitie en de eenheden van capaciteit en zelf-inductie	459
C.	De waarden van eenige natuurconstanten	459
II.	Gelijkstroomketens	460
III.	Wisselstroomketens	462
IV.	Trillingskringen	467
	1) Vrije trillingen	467
	2) Gedwongen trillingen	467
	A. Serieschakeling van C, L en R	467
	B. Parallelschakeling van C aan L en R in serie	468
	C. Parallelschakeling van L, C en R	469
	3) Selectiviteit en kwaliteit van trillingskringen	470
	A. De selectiviteit van een trillingskring	470
	B. Parallelschakeling van een weerstand aan een trillingskring	471
	C. Serieschakeling van een weerstand met de spoel of den condensator van een trillingskring	471
	D. Bepaling van de grootte van den kwaliteitsfactor R/L of $1/R'C$ van den kring	471
	E. Algemeene formules voor de selectiviteit en de kwaliteit van trillingskringen	471
	a) Definities	471
	b) Formules	471
	c) Bepaling van den kwaliteitsfactor d	472
	d) Invloed van de vergrooting van den serie-weerstand in of van de parallelschakeling van een weerstand aan den kring op den kwaliteitsfactor	472
V.	Bandfilters	472
	Bandfilterkrommenblad I	474
	Bandfilterkrommenblad II	475
VI.	De frequentiekaracteristiek van RC-koppelingen in laagfrequentversterkingstrappen	476
	1) Weerstandskoppeling tusschen twee buizen	476
	A. De frequentiekaracteristiek voor hooge frequenties	476

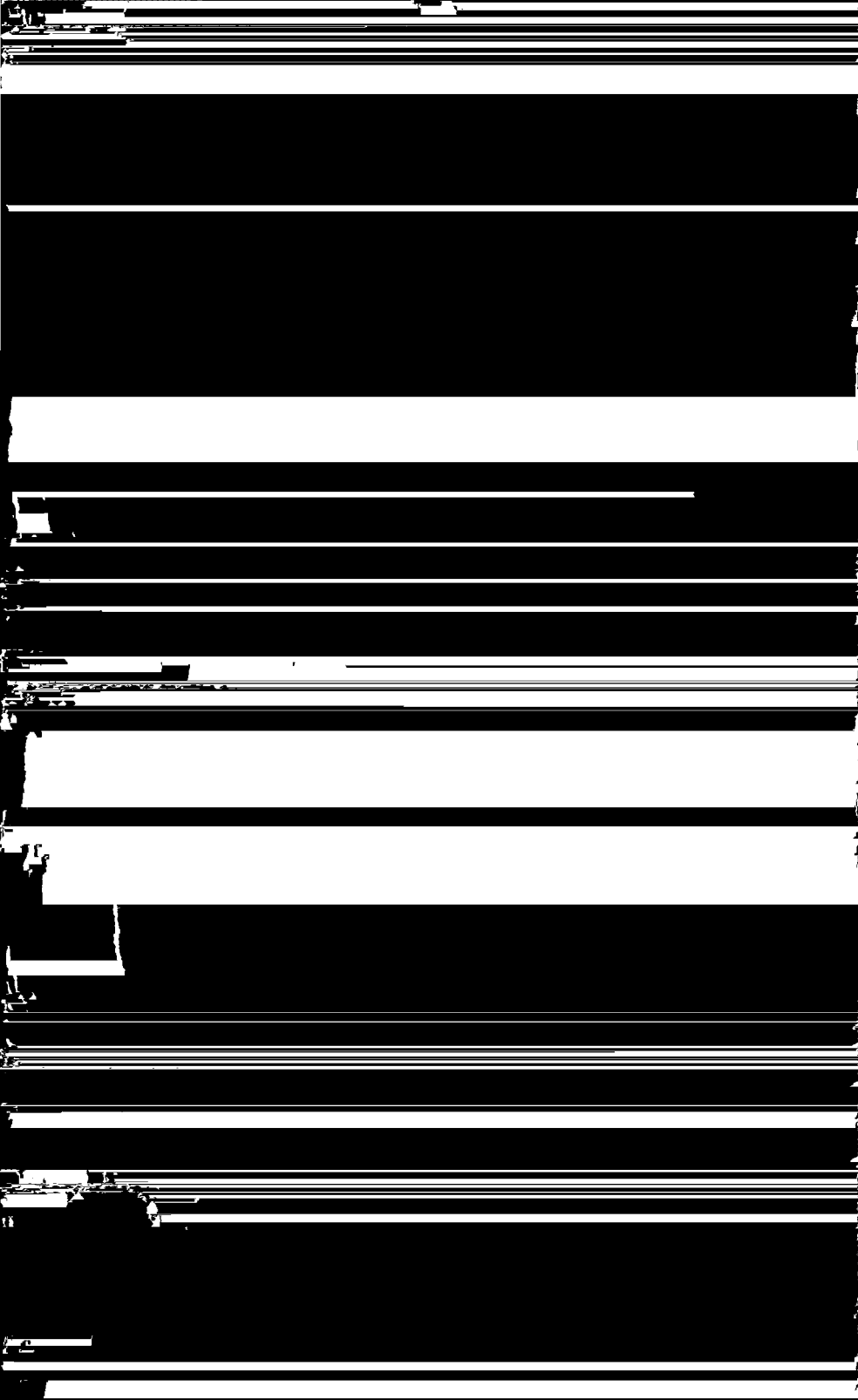




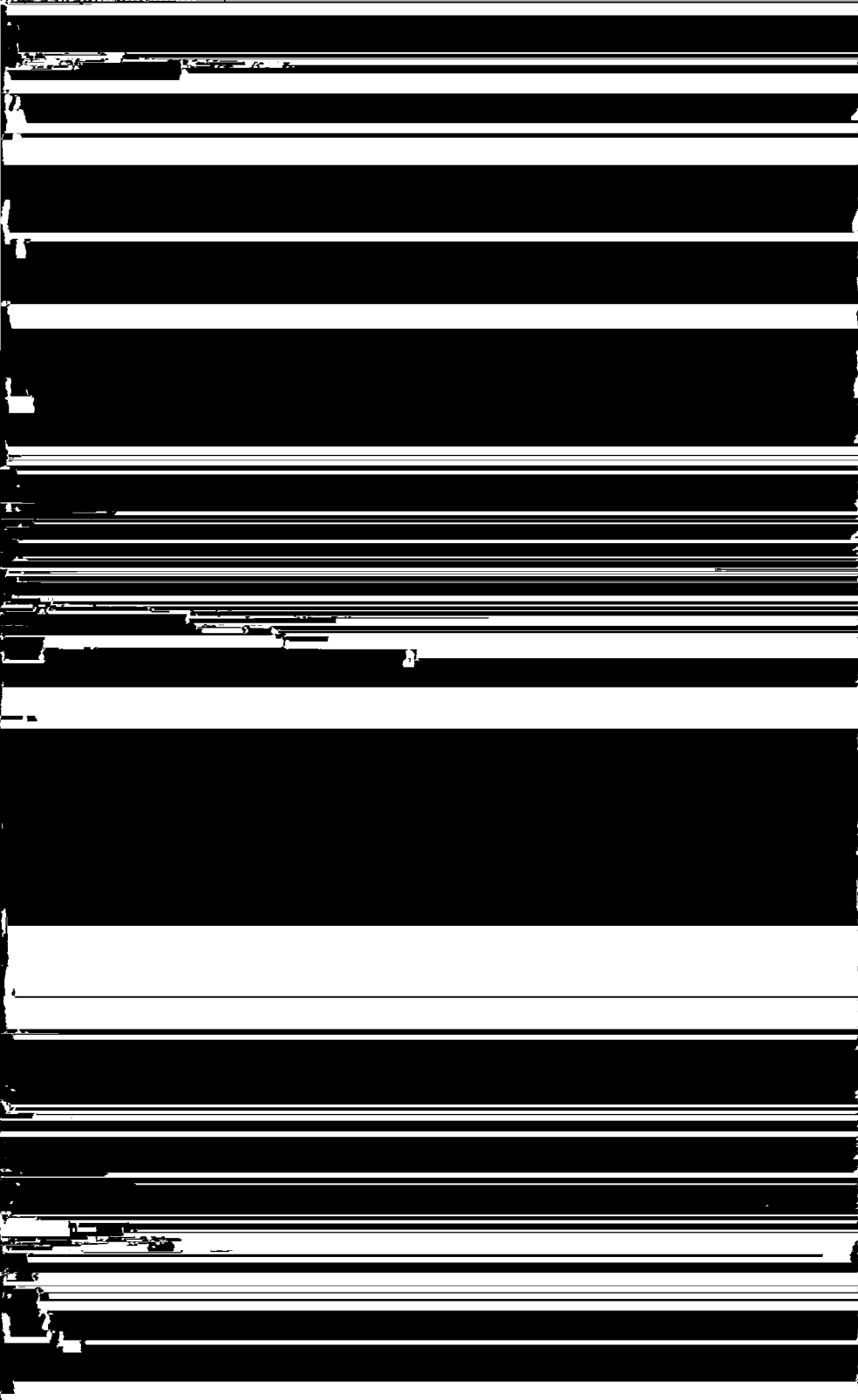




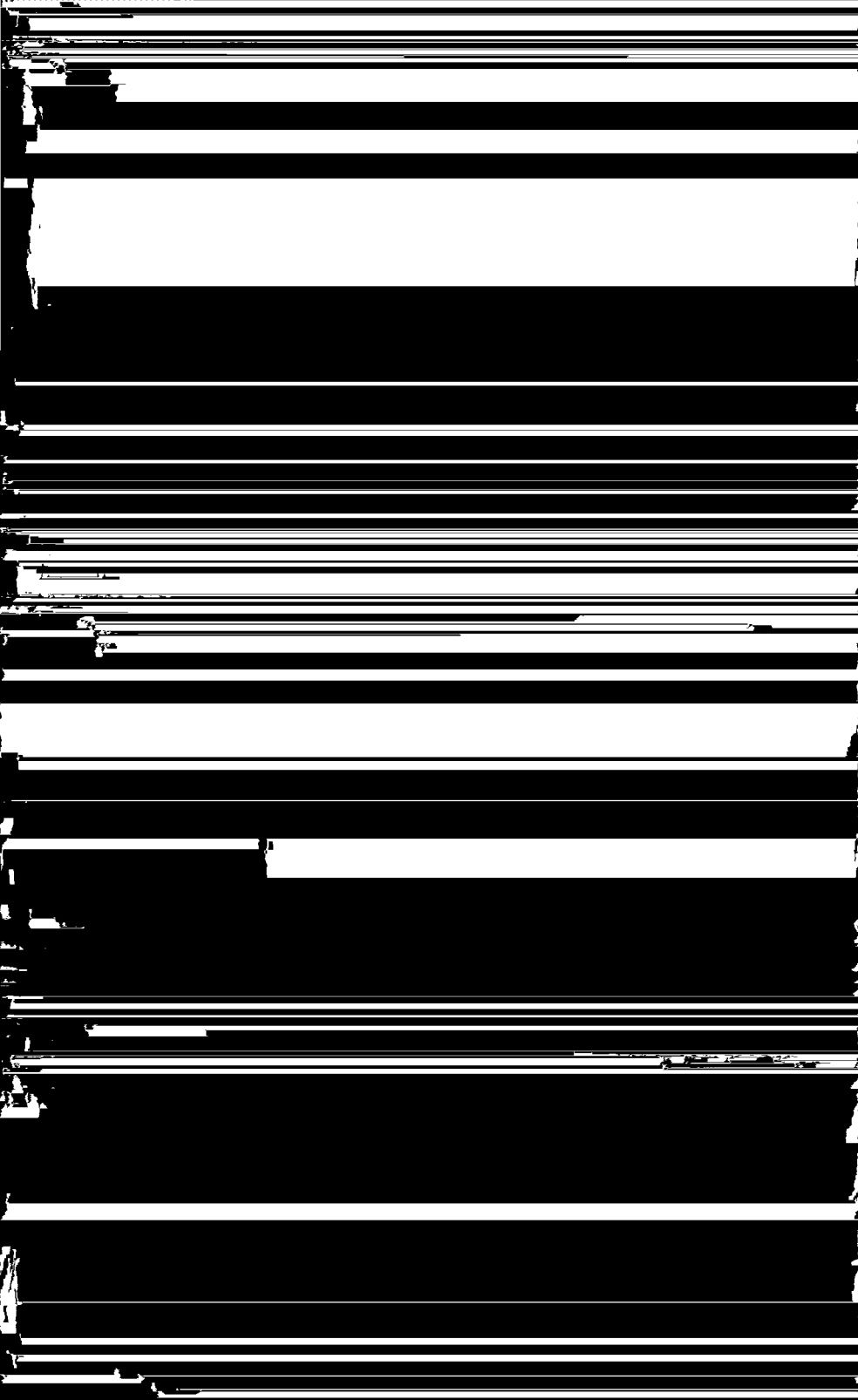


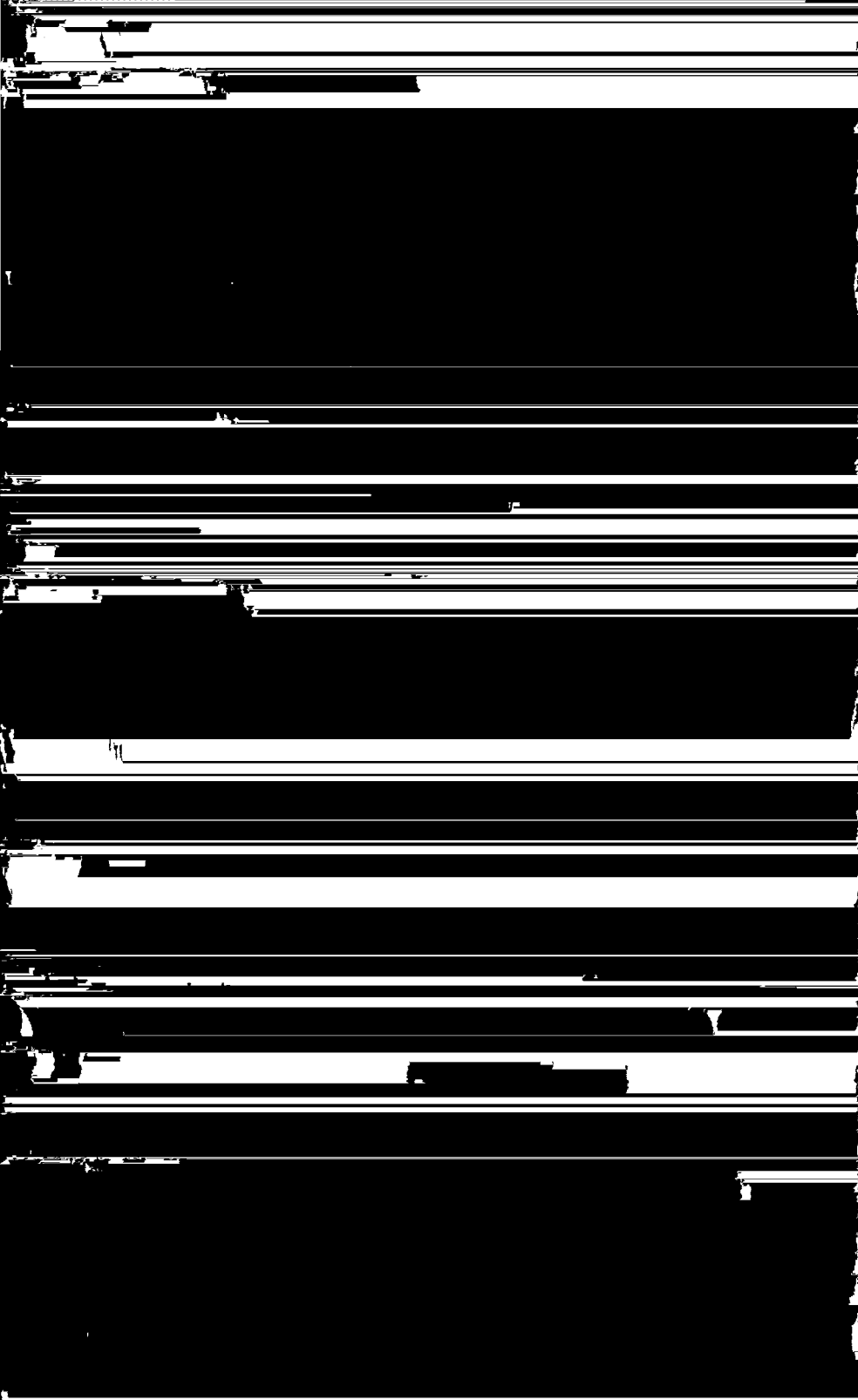












HOOFDSTUK III

De gedragingen van de electronen in electrostatische en magnetische velden; het ontstaan van ruimtelading

In de radiobuis bevindt zich, zooals in het eerste hoofdstuk werd vermeld, een verhitte kathode van een hiervoor geschikt materiaal. De temperatuur van de kathode moet zoo hoog zijn, dat de electronen het materiaal, waaruit de kathode bestaat, in voldoende hoeveelheid verlaten; deze electronen komen dan in de luchtledige ruimte van de buis. Het wezen van de electronenemissie zal echter pas in het volgende hoofdstuk worden besproken; allereerst zullen de gedragingen van electronen, die zich onder invloed van electrostatische of magnetische velden bevinden, worden beschouwd.

§ 1. Electronen in een electrostatisch veld

Fig. 7 stelt twee in een luchtledige ruimte evenwijdig opgestelde platen voor, die zich op een afstand d van elkaar bevinden. Wordt nu tusschen de platen een spanning V gelegd, dan ontstaat een electrostatisch veld,

waarvan de krachtlijnen, afgezien van het randgebied der platen, parallel loopen. De veldsterkte F zal in elk punt van de parallel loopende krachtlijnen gelijk zijn aan V/d . Bevindt zich nu op een willekeurig punt in het veld een electron (lading $-e$), dan zal op dit electron door de **positieve** electrode een electrostatische aantrekking worden uitgeoefend. De aantrekking wordt bepaald door de veldsterkte F in het punt, waar het electron zich bevindt.

De aantrekkingskracht K (in fig. 7 aangegeven door een pijl in de richting van de aantrekking) is dan gelijk aan:

$$(1) \quad K = e \cdot F \text{ dyne,}$$

waarin e en F in electrostatische eenheden moeten worden uitgedrukt. In practische eenheden wordt deze formule:

$$(2) \quad K = e \cdot F \cdot 10^7 \text{ dyne,}$$

waarin $e = 1,60 \times 10^{-19}$ coulomb, terwijl F in volt/cm is uitgedrukt.

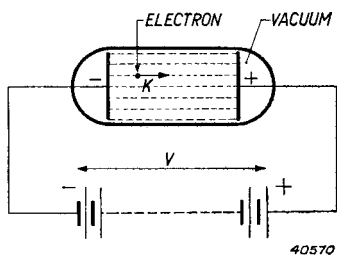


Fig. 7

Een vrij electron tusschen twee in het luchtledige evenwijdig opgestelde platen; tusschen de platen bevindt zich een spanning V , die een electrostatisch veld met parallel loopende krachtlijnen veroorzaakt.

Door deze kracht wordt het electron in de richting van de kracht versneld. Daar de kracht gelijk is aan het product van massa en versnelling, zal het electron een versnelling (in cm/sec²) krijgen van:

$$(3) \quad g = \frac{e \cdot F \cdot 10^7}{m_e} \quad (m_e = \text{massa van het electron}).$$

Stelt men zich nu voor, dat het electron oorspronkelijk bij de negatieve plaat stil stond, dan zal het, na een potentiaalverschil V te hebben doorlopen, een kinetische energie van $\frac{1}{2} m_e \cdot v^2$ hebben verkregen ($v =$ snelheid van het electron). Deze kinetische energie is gelijk aan den door het veld op het electron verrichten arbeid $e \cdot V \cdot 10^7$ (10^7 vanwege het rekenen met practische eenheden).

Men krijgt dus:

$$(4) \quad \frac{1}{2} m_e \cdot v^2 = e \cdot V \cdot 10^7,$$

of

$$(4a) \quad v = \sqrt{2 \cdot 10^7 \cdot \frac{e}{m_e} V} \quad (\text{cm/sec}).$$

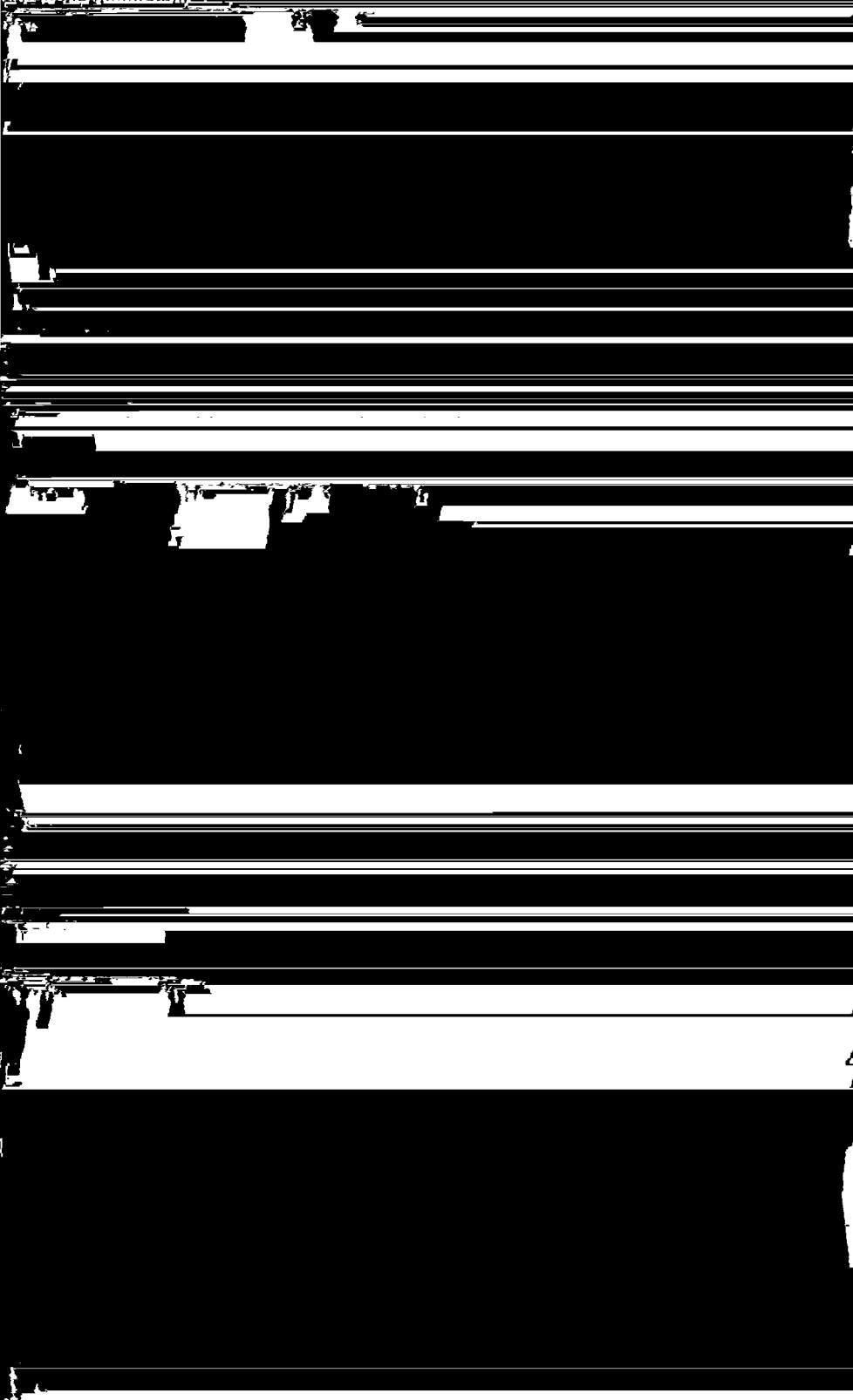
Daar $\frac{e}{m_e} = 1,76 \cdot 10^8$ coulomb/gr, is de eindsnelheid van het electron, na het doorloopen van een potentiaalverschil V , volgens formule (4a) gelijk aan:

$$(5) \quad v = 5,93 \times 10^7 \sqrt{V} \quad (\text{cm/sec}).$$

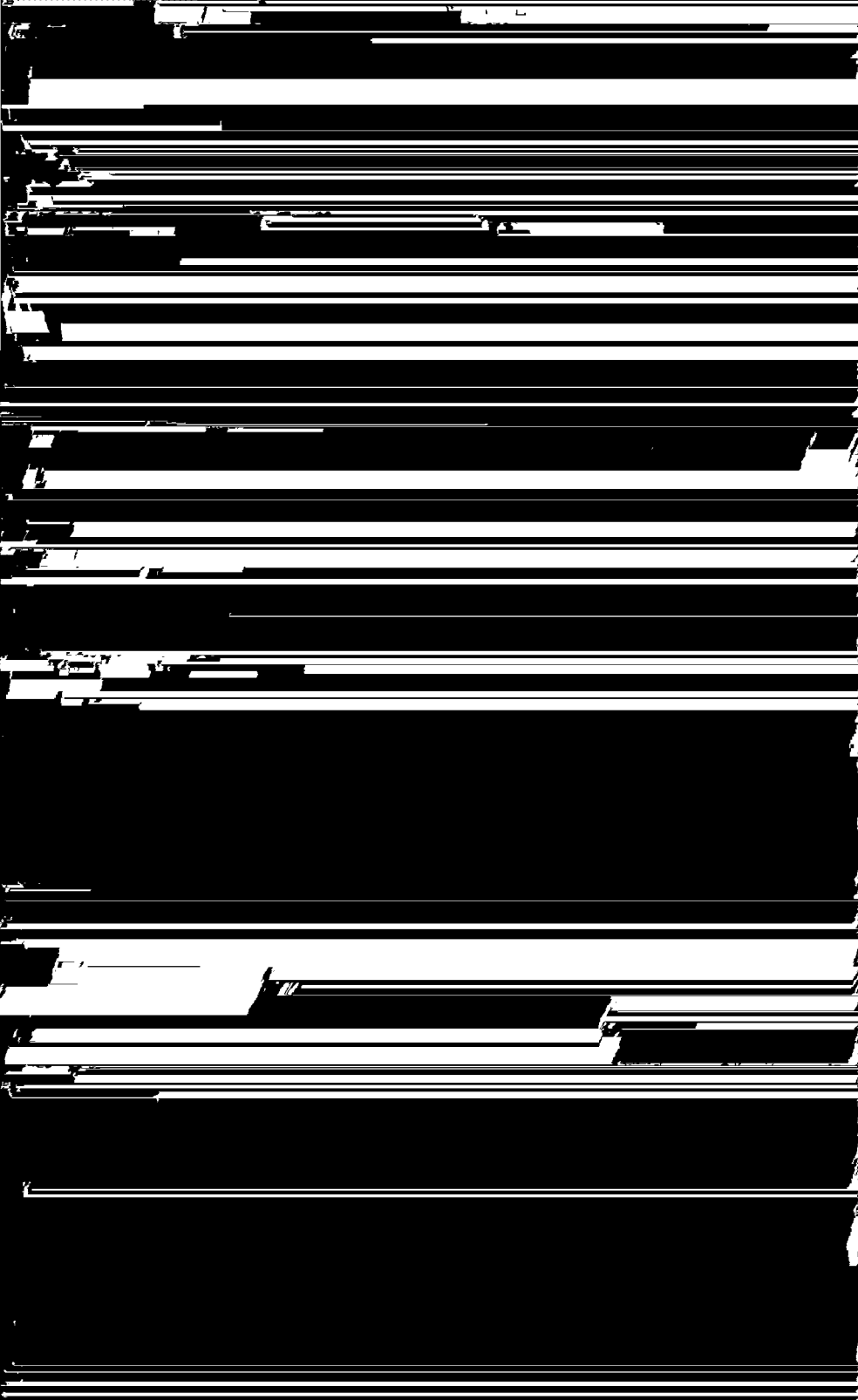
Bij een spanningsverschil van 200 V tusschen kathode en anode wordt dus een eindsnelheid van $8,4 \times 10^8$ cm/sec of 8400 km/sec gevonden. Als het electron een spanning van 1 V heeft doorloopen, bedraagt de eindsnelheid 593 km/sec, overeenkomend met een kinetische energie van $\frac{1}{2} m_e \cdot v^2 = 1,60 \times 10^{-12}$ erg. Deze energie noemt men **electron-volt** (eV); zij wordt vaak als eenheid gebruikt, ook als het niet gaat om bewegingen van electrisch geladen deeltjes in een electrostatisch veld.

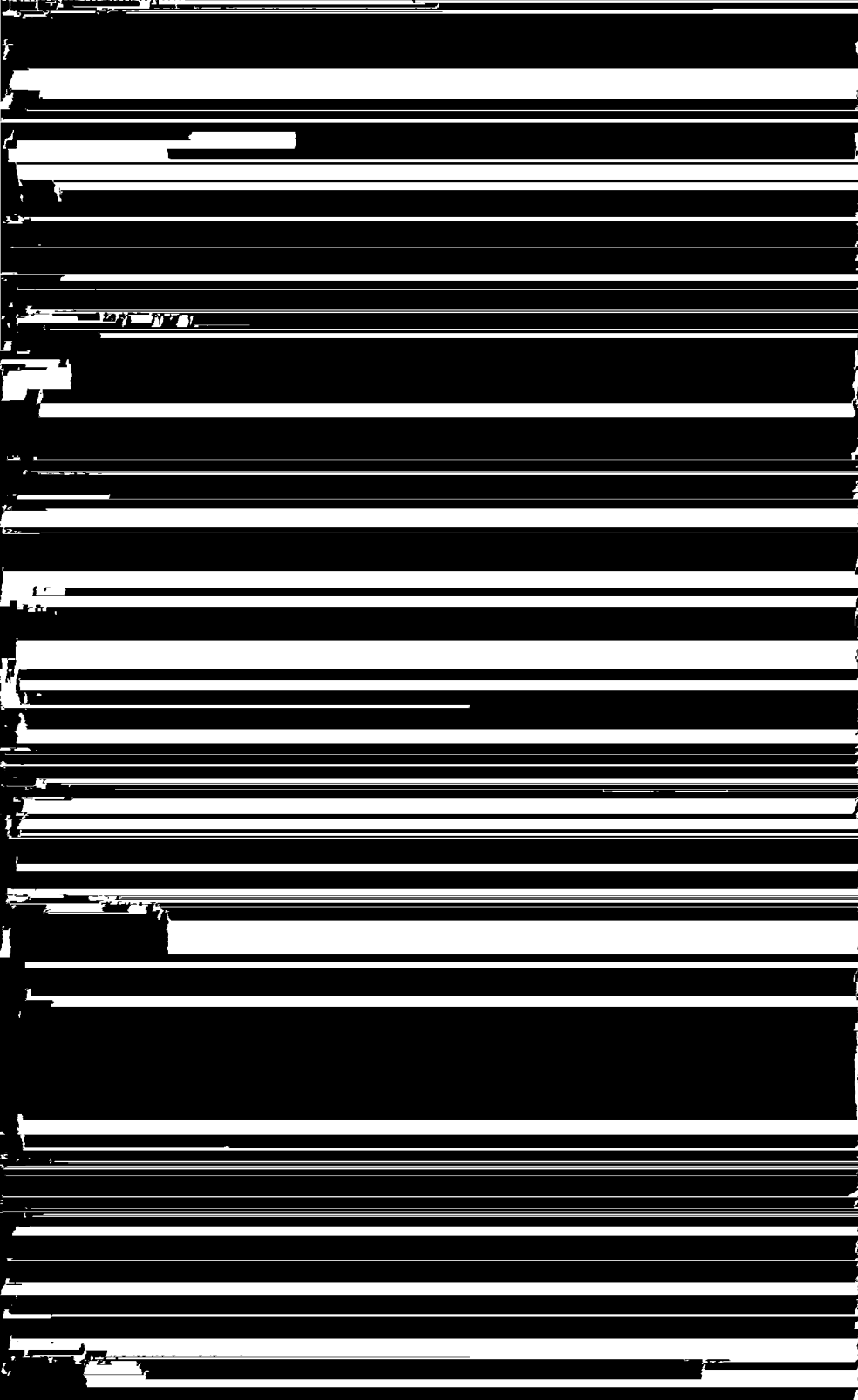
Beschouwen we nu het geval, dat een electron door een kleine opening in de positieve electrode vliegt en in een ruimte terecht komt, waarin zich geen veld bevindt (een dergelijke ruimte kan bijv. worden verkregen door achter de eerste plaat een tweede op te stellen met dezelfde positieve potentiaal — zie ook fig. 8). Doordat het electron niet meer door een veld wordt beïnvloed, zal het zich met eenparige snelheid (dus ook rechtlijnig) verder verplaatsen, en wel met de snelheid, die door het verschil in potentiaal tusschen de platen A en B in fig. 8 wordt bepaald. Daar dit stel platen door de opening een electron af-











metingen van de buis (afstand tusschen anode en kathode, tusschen rooster en kathode, aantal roosterdraden per cm lengte van het rooster, dikte van de roosterdraden) wordt bepaald, en is d de afstand tusschen rooster en kathode. De grootte p is doorgaans slechts weinig kleiner dan één.

De spanning $p \left(V_g + \frac{V_a}{\mu} \right)$ stelt de spanning tusschen anode en kathode van een denkbeeldige buis met twee electroden op afstand d voor, welke dezelfde veldsterkte F_k aan de oppervlakte van de kathode zou veroorzaken, als de genoemde buis met drie electroden met stuurrooster.

Het dient ten opzichte van het bovenstaande te worden vermeld, dat in werkelijkheid, bij uitvoeringen van buizen, de electroden meestal niet vlak maar concentrisch zijn opgesteld.

§ 4. De ruimtelading

In het voorgaande werden de verhoudingen in het gebied tusschen kathode en anode beschouwd, voor het geval geen of slechts weinig electronen in deze ruimte aanwezig zijn. Stel echter, dat de kathode van een twee-electrodenbuis een groote hoeveelheid electronen uitzendt in de luchtledige ruimte, die haar omgeeft. Onder den invloed van de aan de kathode aanwezige veldsterkte, die door een positieve anodespanning wordt veroorzaakt, zullen de electronen zich in de richting van de anode bewegen. Men zou verwachten, dat in dat geval alle uit de kathode tredende electronen de anode zouden bereiken. Bij een negatieve anodespanning zou men daarentegen kunnen meenen, dat de electronenstroom geheel wordt tegengehouden. In werkelijkheid vertoont de potentiaalverdeling echter een geheel ander beeld dan door de

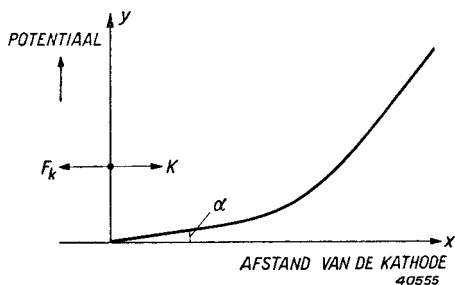


Fig. 15

De tangens van den hoek α , die de potentiaalkromme met de x -as ter plaatse van de oppervlakte der kathode vormt, stelt de grootte voor van de aan de kathode heerschende veldsterkte F_k en van de op het electron uitgeoefende kracht K .

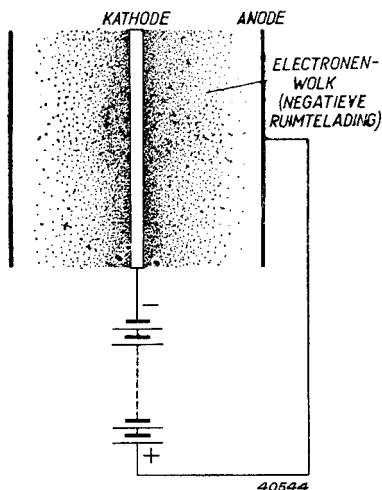
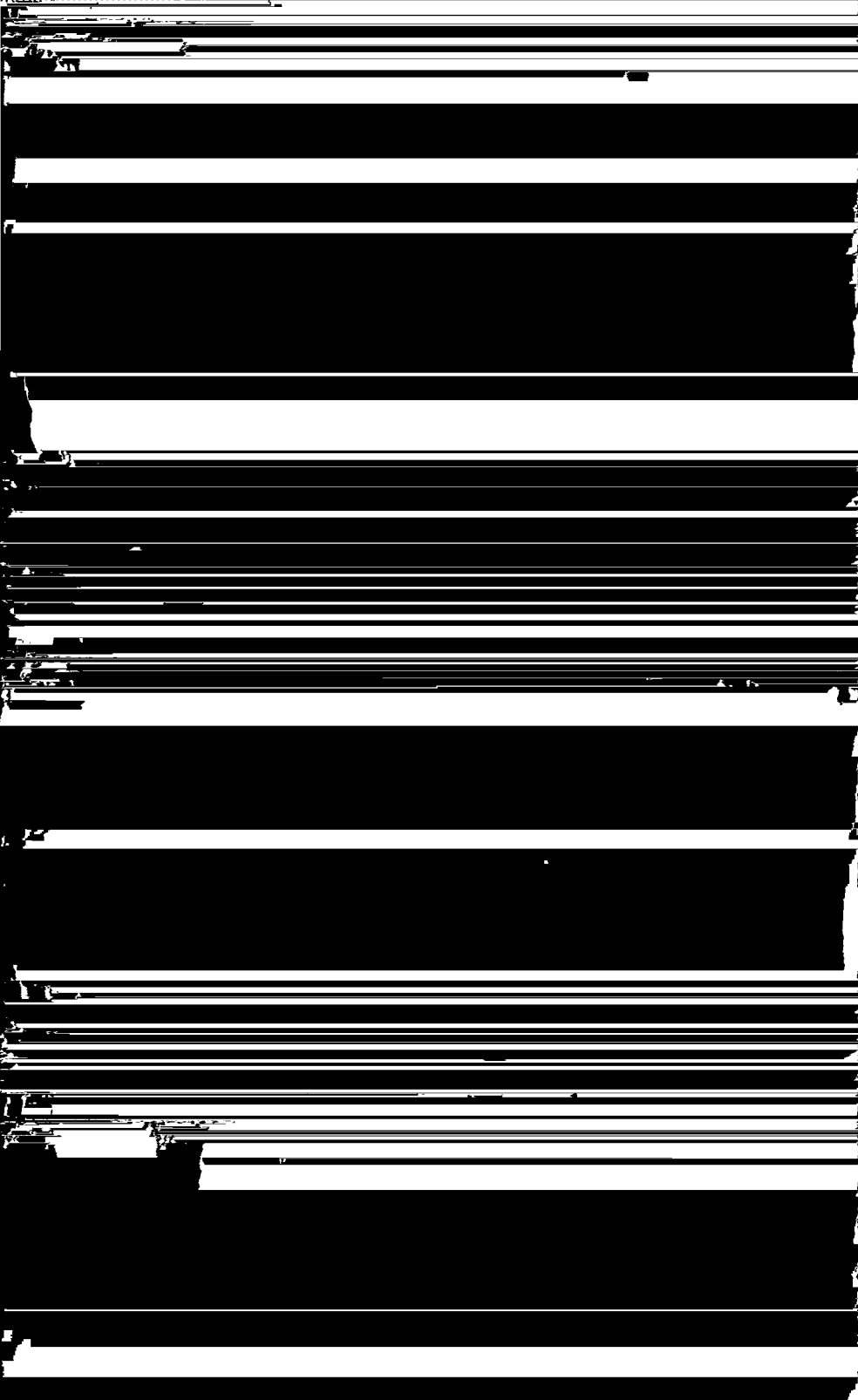


Fig. 16

De kathode is omringd door een wolk van electronen, die uit negatieve ladingen bestaat en ruimtelading wordt genoemd.



Door de negatieve ruimtelading is de potentiaal bijv. op een afstand a van de kathode lager (getrokken lijn) dan zonder ruimtelading het geval zou zijn (stippellijn). Daar de einden van de getrokken en van de gestippelde lijn in fig. 17 bij de anode in één punt moeten uitkomen, zal de potentiaalverdeelingskromme bij een **negatieve** ruimtelading volgens een convex naar beneden gekromde lijn verlopen. De vorm van deze kromme wordt bepaald door de verdeling van de ruimtelading tusschen de kathode en de anode. De kromming van de potentiaallijn in een bepaald punt van de grafiek is een maatstaf voor de dichtheid der ruimtelading op die plaats, waarbij de dichtheid der ruimtelading in coulomb per cm^3 wordt uitgedrukt.

Stel nu, dat de kathode een onbeperkt aantal electronen kan afgeven. Ten gevolge van een bepaalde anodespanning zal tusschen anode en kathode een negatieve ruimtelading worden gevormd, die een convex naar beneden gekromde potentiaalverdeelingskromme doet ontstaan. Is nu de hoek α_1 (zie fig. 17), waarvan de tangens een maatstaf is voor de veldsterkte, aan de oppervlakte der kathode positief, dan zal, indien de kathode een onbeperkt aantal electronen kan afgeven, het aantal electronen, dat uit de kathode treedt, toenemen. Hierdoor neemt de dichtheid van de ruimtelading toe, en wel tot de hoek α_1 gelijk aan nul is geworden. Eerst dan zal een stabiele toestand zijn bereikt. Bij een andere anodespanning zal ook een andere evenwichtstoestand worden bereikt, die een bepaalde dichtheid van de ruimtelading en een daarmee verband houdenden electronenstroom veroorzaakt. Zoo heeft een bepaalde keuze van de afmetingen der electroden en van hun onderlingen afstand, evenals van de anodespanning, een nauwkeurig te bepalen, van de ruimtelading afhankelijk electronenstroom, ten gevolge. Van dezen stroom zegt men, dat hij door de **ruimtelading is begrensd**.

De potentiaalverdeelingskromme heeft in den evenwichtstoestand een bepaalde gedaante en deze is, bij gegeven afmetingen van de electroden en bij een bepaalden onderlingen afstand hiervan, voor elke anodespanning dezelfde. Bij verandering van de spanning verandert alleen de spanningschaal in het diagram. Dit beteekent, dat de dichtheid van de ruimtelading evenredig is met de anodespanning. Daar de snelheid der electronen echter tegelijkertijd verandert, en wel evenredig met den wortel uit de spanning [zie vergelijking (4)], zal de stroom evenredig zijn met de spanning en met den wortel uit de spanning, dus evenredig zijn met de $3/2e$ macht van de spanning. Voor den stroom, die door de ruimtelading wordt begrensd, luidt de formule dus:

$$(11) \quad I = k \cdot V^{3/2},$$

waarin k een verhoudingsfactor is, die met de afmetingen van de buis verband houdt. Voor twee evenwijdige vlakke electroden is $k = \frac{\sqrt{2}}{9\pi} \sqrt{\frac{e}{m_e}} \cdot \frac{1}{d^2}$, waarin d den afstand tusschen de electroden voorstelt.

Voor een buis met stuurrooster (zie bijv. fig. 12) is de anodestroom gegeven door de betrekking:

$$(12) \quad I_a = k \left[p \left(V_g + \frac{V_a}{\mu} \right) \right]^{3/2} = k' \left[V_g + \frac{V_a}{\mu} \right]^{3/2}.$$

Hierin is: V_g de roosterspanning,

V_a de anodespanning,

k' een verhoudingsfactor, die met de afmetingen van de buis verband houdt en

μ de z.g. versterkingsfactor van de buis.

Bij een buis met drie electroden is de door de ruimtelading begrensde anodestroom evenredig met $3/2e$ macht van de spanning $\left[V_g + \frac{V_a}{\mu} \right]$.

De potentiaal $p \left(V_g + \frac{V_a}{\mu} \right)$ is de gemiddelde potentiaal in het vlak van het stuurrooster. Zij wordt ook wel de **stuurspanning** of de **effectieve potentiaal** van de buis genoemd.

De vergelijking (12) toont de afhankelijkheid van den door de ruimtelading begrensden stroom van de roosterspanning V_g . Bij de gebruikelijke buizen zal reeds een kleine spanningsverandering aan het rooster een betrekkelijk groote anodestroomvariatie veroorzaken. **Hierop berust de sturende werking van het rooster.**

HOOFDSTUK IV

De beginselen van de electronenemissie

Ten einde door een luchtledige buis een electronenstroom te verkrijgen, is het noodig, dat „vrije” electronen door een bepaald in de buis aanwezig metaaloppervlak of door een oppervlak van een ander soort materiaal worden afgegeven. Een dergelijk oppervlak werd reeds in het voorgaande als kathode genoemd. Het verschijnsel, dat een bepaald oppervlak in de omringende ruimte vrije electronen uitzendt, wordt **electronenemissie** genoemd.

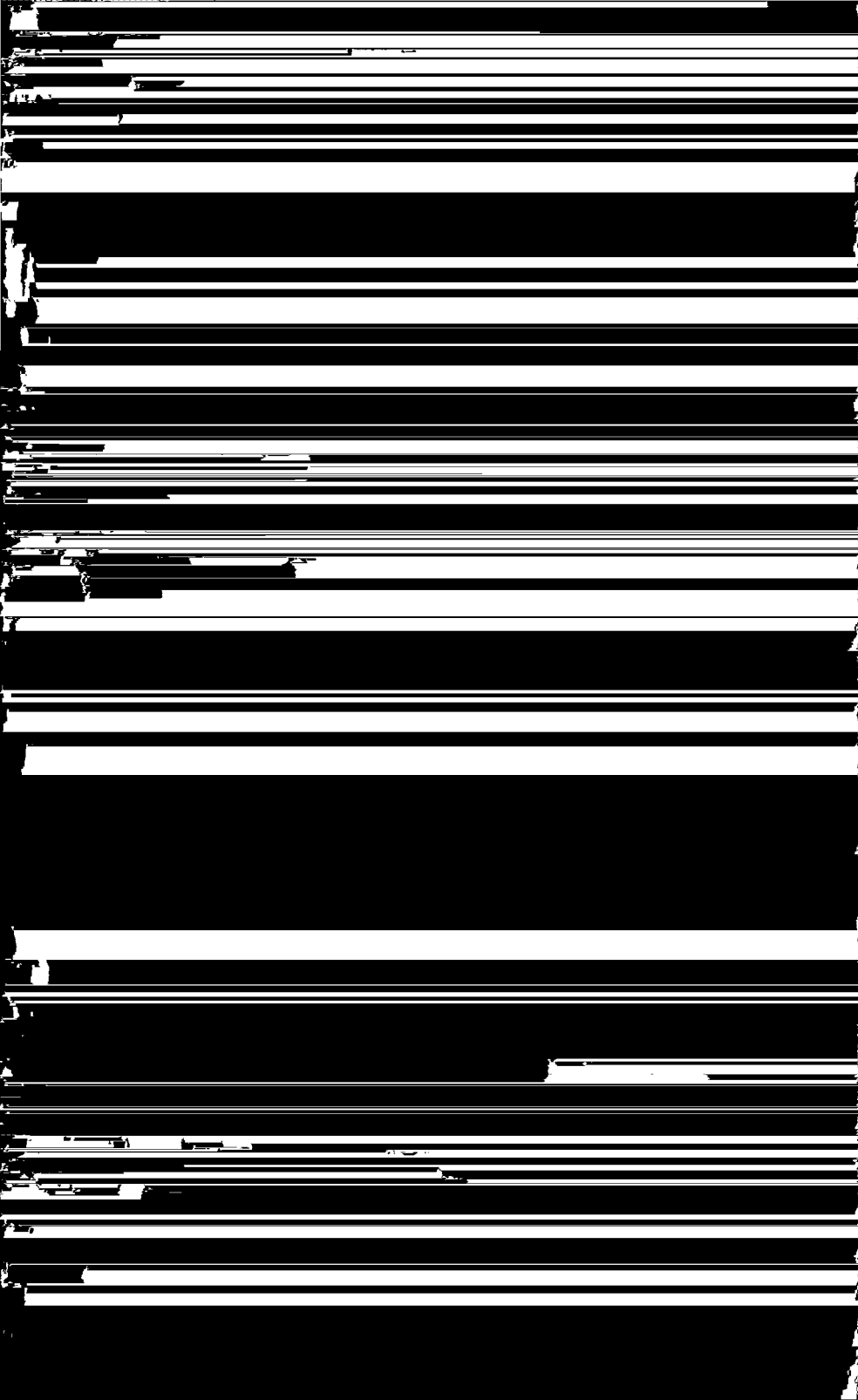
In principe bestaan de volgende mogelijkheden om electronen uit het oppervlak van een metaal of ander geschikt materiaal vrij te maken:

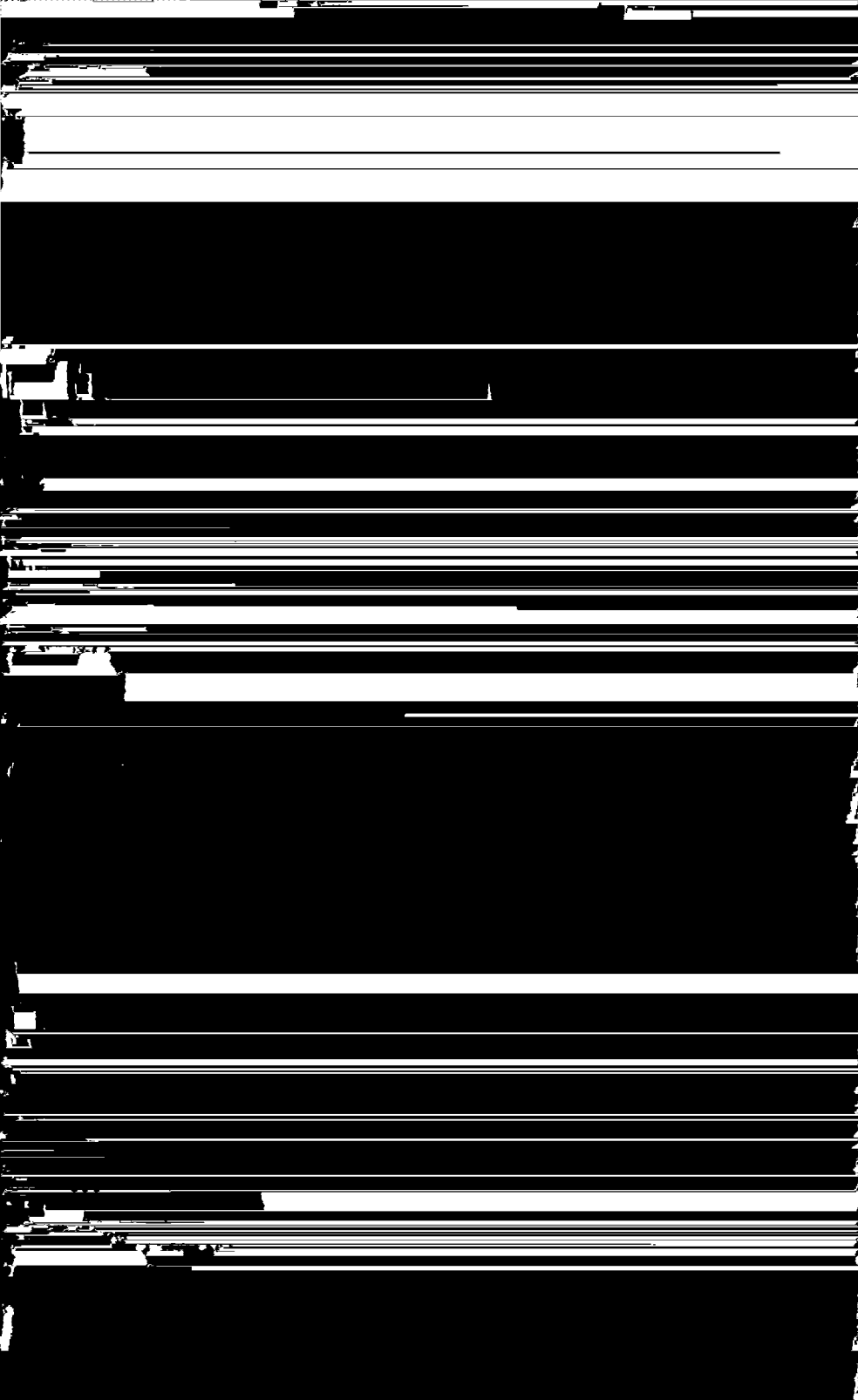
- 1) door een metaal of metaalbedekking tot hooge temperatuur (rood tot geelwit gloeiend) te verhitten (thermische emissie);
- 2) door inwerking van lichtstralen op het oppervlak (foto-electrisch effect);
- 3) door een electronenbombardement op het oppervlak (secundaire emissie);
- 4) door het oppervlak met positieve ionen te bombardeeren;
- 5) door aanleggen van een bijzonder hooge veldsterkte (bijv. 10 miljoen V per cm) aan het oppervlak (koude emissie).

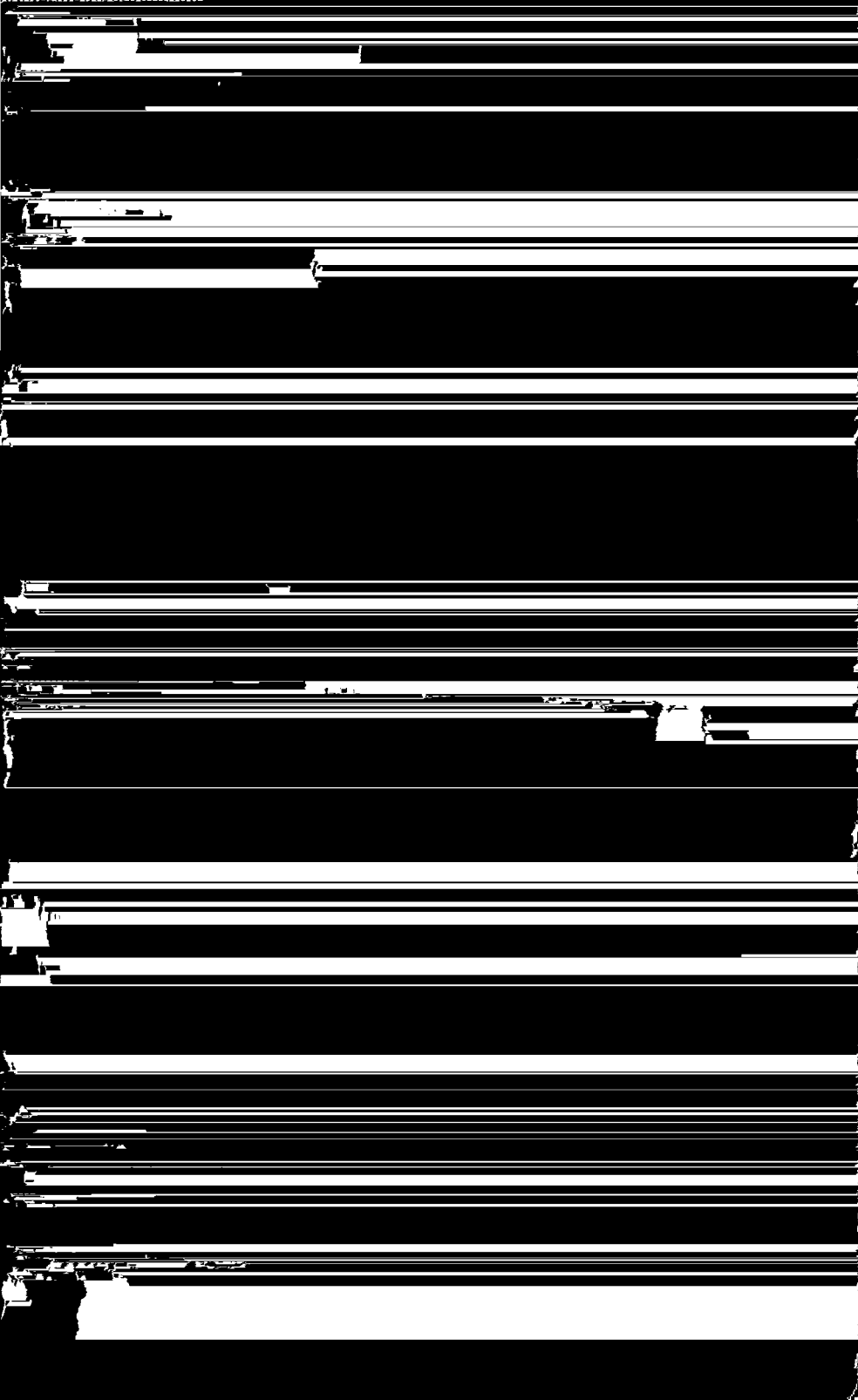
In het kader van dit boek zijn hoofdzakelijk de onder 1) en 3) vermelde mogelijkheden van belang.

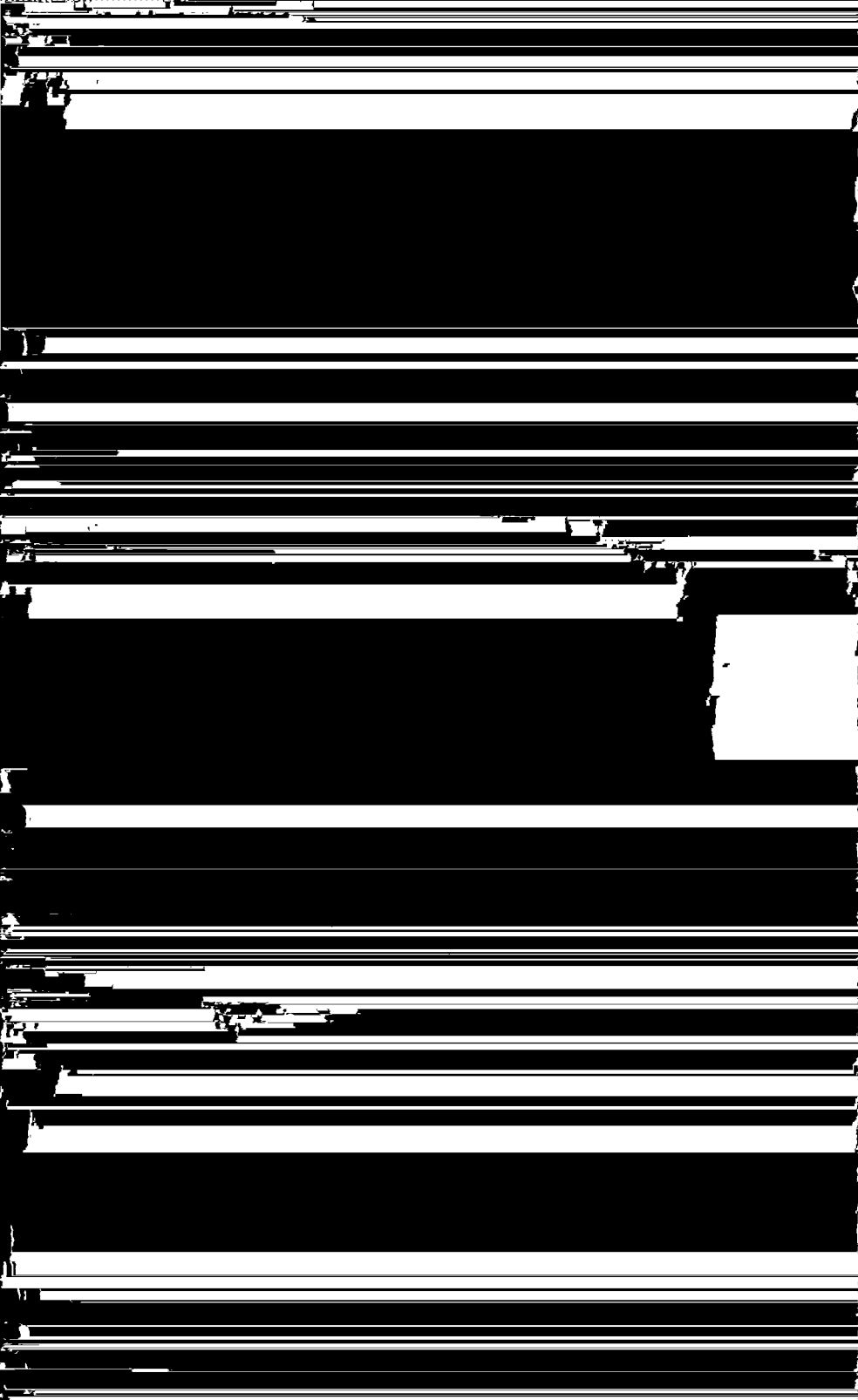
§ 1. De binding van de electronen in het metaal

De electronen van het „electronengas” in het metaal bewegen zich met zeer verschillende en, in het algemeen, zeer groote snelheden door het metaal. Ondanks hun groote snelheden zijn de electronen echter bij kamertemperatuur niet bij machte het metaal te verlaten. Ook als electronen niet aan **bepaalde** atoomkernen zijn gebonden, worden zij immers door de positieve ionen, in wier nabijheid zij zich op dat oogenblik bevinden, aangetrokken. Een electron bevindt zich in het metaal in het electrostatische veld, dat zoowel door de positieve ionen als door alle andere











Hierin stelt I_s den verzadigingsstroom voor, die volgens de in de vergelijkingen (1) en (2) aangegeven wijze, van de absolute temperatuur T der kathode afhankelijk is. Uit vergelijking (3) blijkt, dat de aanloopstroom feitelijk nooit gelijk aan nul wordt. Wel zal deze stroom zeer klein worden, indien de anodespanning V_a voldoende sterk negatief wordt.

Men kan langs experimenteelen weg gemakkelijk vaststellen, dat in een twee-electrodenbuis, bij lage negatieve spanningen aan de anode, anodestroom vloeit. Ook bij een buis met meer electroden zal men bij lage negatieve spanningen aan het stuurrooster een stuurroosterstroom meten. Het is dientengevolge bij een buis met stuurrooster mogelijk, dat gedurende een gedeelte van de roosterwisselspanningsperiode (gedurende den tijd, dat het rooster slechts weinig negatief is) een betrekkelijk groot aantal electronen het rooster bereikt, indien de negatieve roostergelijkspanning niet groot genoeg is. Als gevolg hiervan zal roosterstroom optreden, hetgeen op de versterking van ongunstigen invloed kan zijn. Om dit te vermijden, dient de negatieve roosterspanning nooit minder dan 1,3 V te bedragen. Bij deze negatieve spanning is de roosterstroom bij de meeste buizen namelijk lager dan $0,3 \mu\text{A}$ en vrijwel steeds te verwaarloozen.

De vergelijking $I_a = I_s e^{\frac{eV_a}{kT}}$ kan men grafisch uitzetten (I_a als functie van V_a). In de practijk wordt de aanloopstroom meestal logarithmisch en de spanning lineair uitgezet, waardoor men een kromme verkrijgt, zooals door fig. 21 wordt gegeven.

De aanloopstroom verloopt dan volgens een rechte lijn en buigt bij kleine negatieve waarden van de anodespanning om tot een horizontale lijn. Is het horizontale gedeelte bereikt, dan is de waarde van den anodestroom constant en gelijk aan den verzadigingsstroom. De verlengden van de beide rechte lijnen moeten elkaar op de I_a -as snijden, d.w.z. bij $V_a = 0$. Dat de aanloopstroom als functie van de anodespanning een rechte lijn moet zijn, indien de stroom logarithmisch wordt uitgezet, blijkt uit vergelijking (3), namelijk:

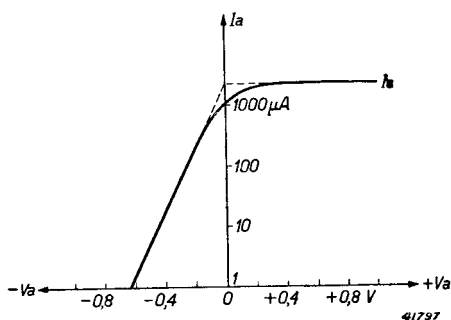
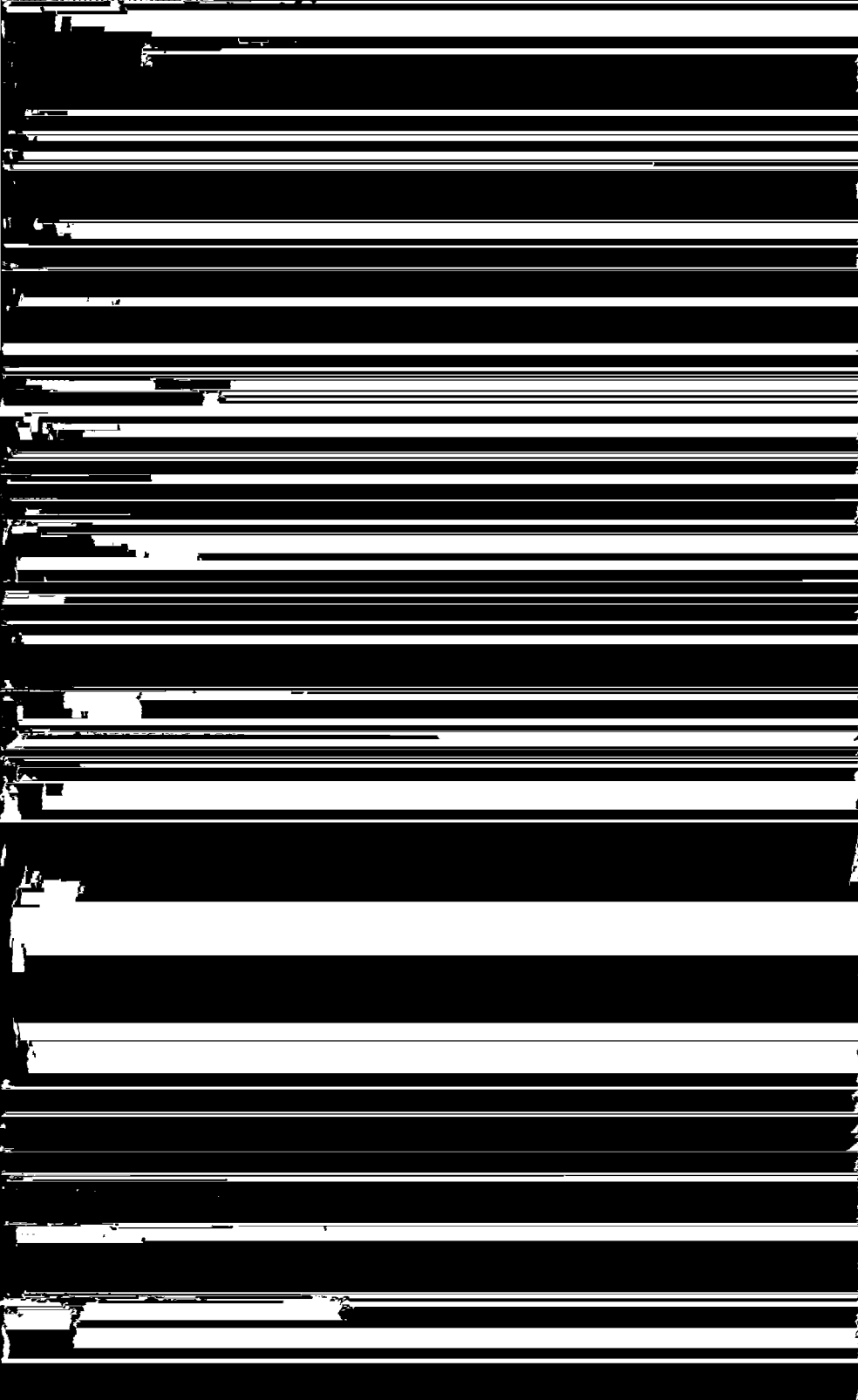
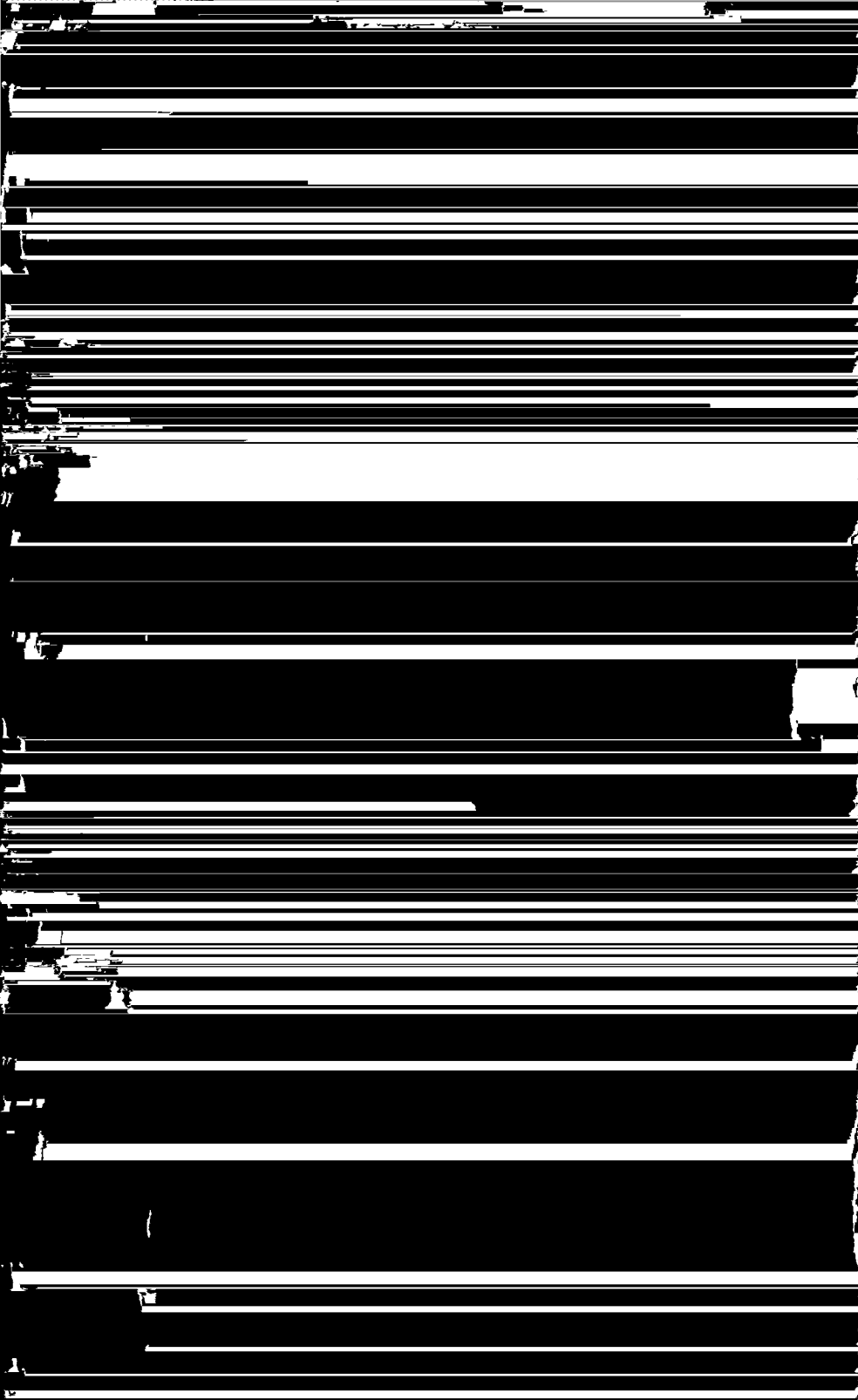


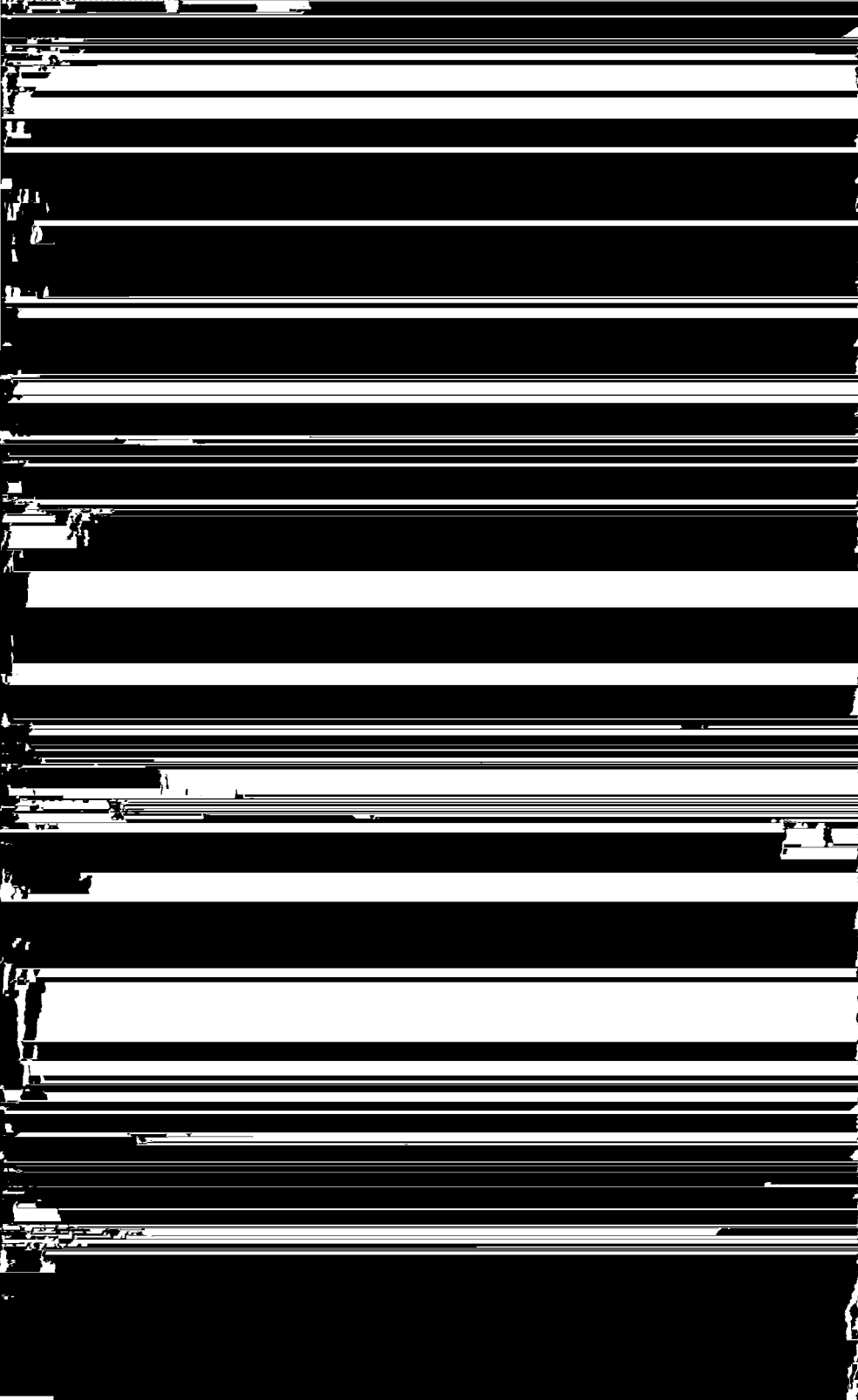
Fig. 21

Logarithmisch uitgezette aanloopstroom en verzadigingsstroom als functie van de anodespanning. Indien men in het overgangsgedebied de rechte lijnen voor den aanloopstroom en den verzadigingsstroom verlengt (stippellijnen), moeten deze verlengden zich op de verticale as snijden.











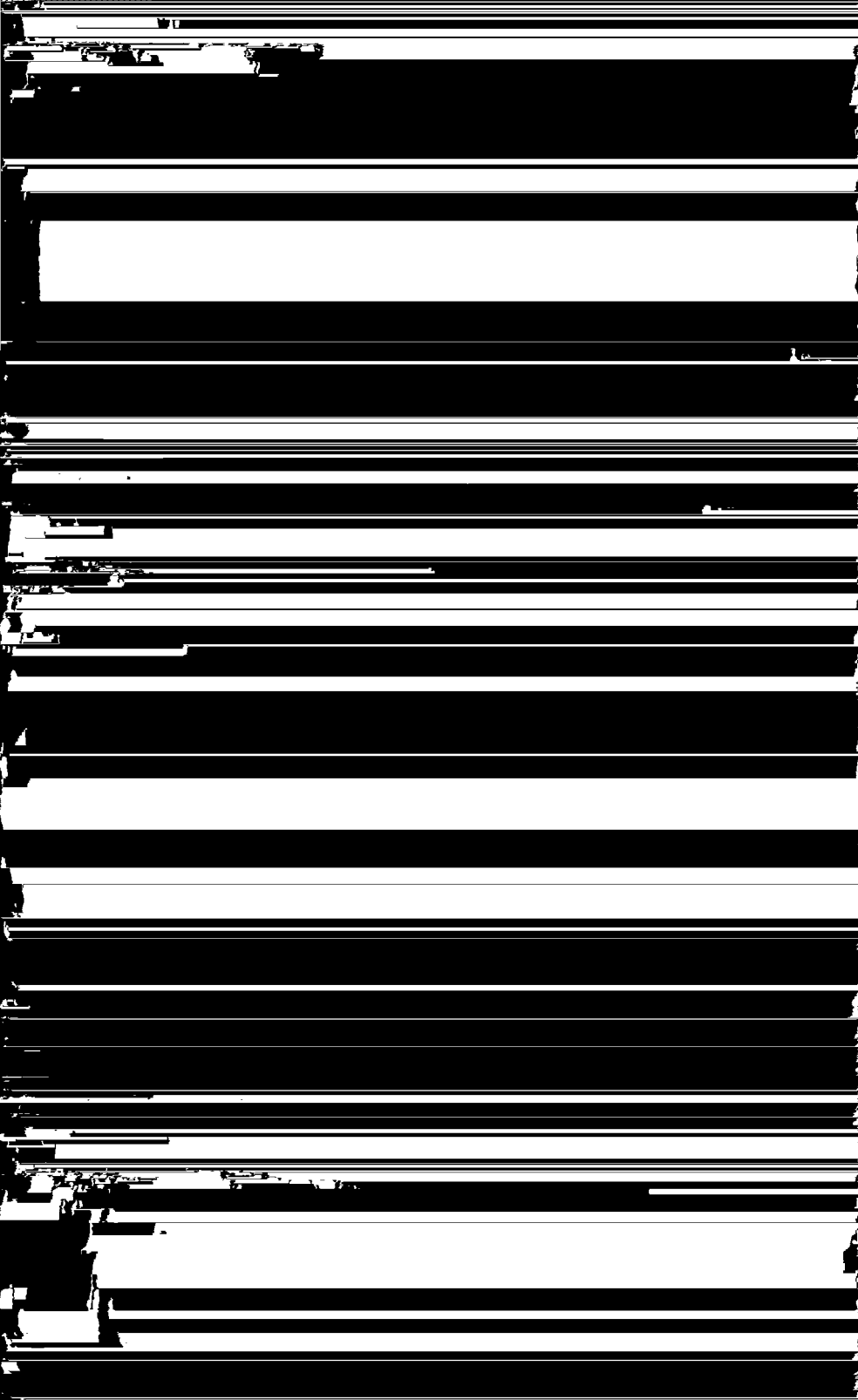
peratuur (700 à 800° C) een veel grootere emissie dan kathoden van zuiver metaal.

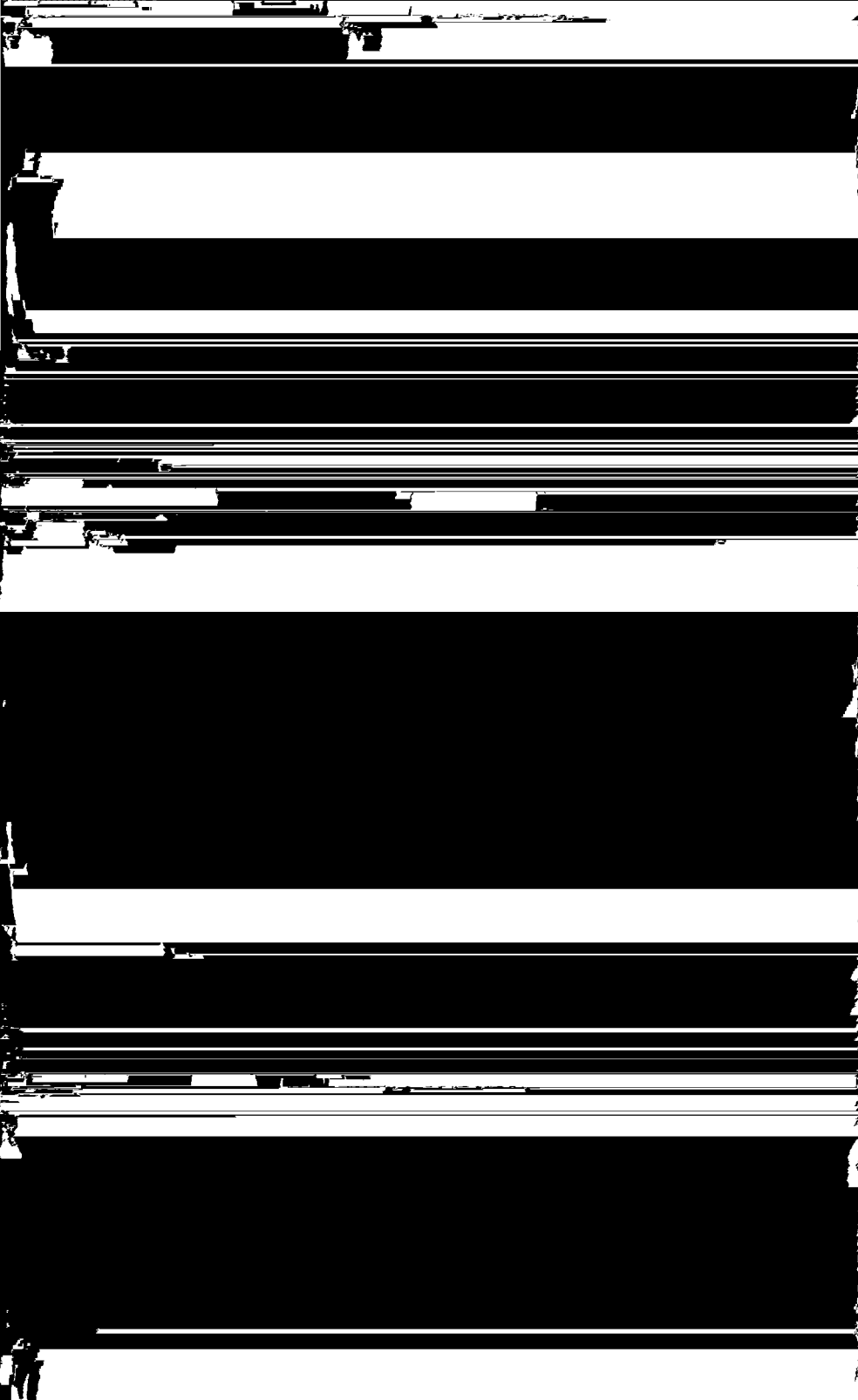
a) Het activeren van de oxydekathoden

De in radiobuizen toegepaste oxydekathoden bestaan uit een metalen kern, die door een woltraam- of nikkeldraad, resp. nikkelen band of buisje, wordt gevormd en met een laag barium- en strontiumoxyde ter dikte van 20—80 micron (1 micron = 10^{-4} cm) is bedekt. Bij de fabricage wordt de draad of het nikkelen buisje eerst met een mengsel van barium- en strontiumcarbonaten (BaCO_3 en SrCO_3) bedekt. Het **activeren** van de aldus geprepareerde kathode vindt plaats na de volledige montage van de buis, tijdens het **pompen** en **uitbranden**. Alle inwendige metalen delen worden dan met behulp van hoogfrequente wervelstromen, die door middel van een over de buis geplaatste spoel van enkele windingen worden opgewekt, roodgloeiend verhit; tegelijkertijd wordt een elektrische stroom door den woltraam- of nikkeldraad, resp. door een gloeilichaam in het nikkelen buisje, gestuurd, ten gevolge waarvan de kathode op een hoge temperatuur (ca. 1000° C) wordt gebracht.

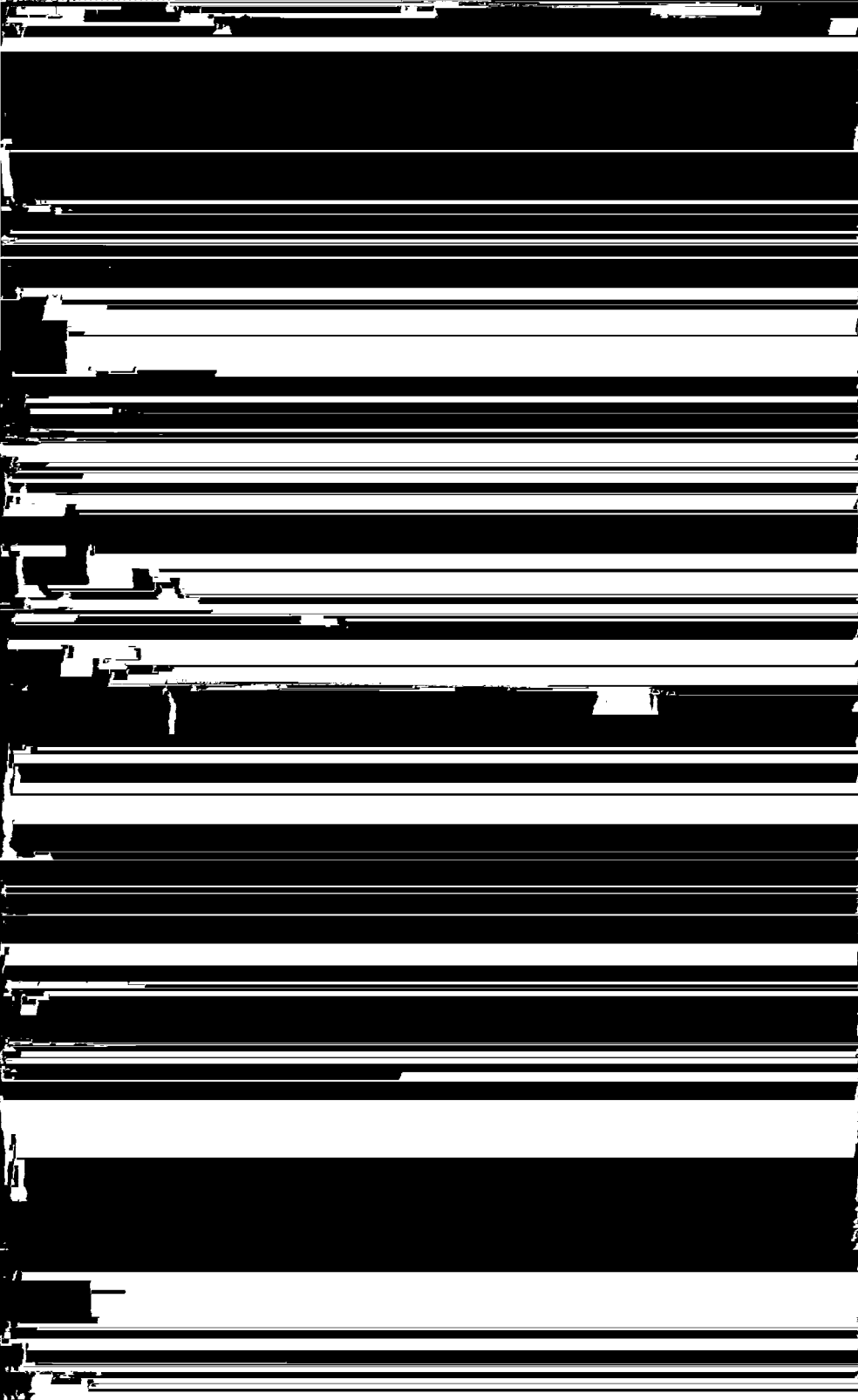
Bij deze temperatuur vallen de carbonaten op de kathode uiteen en er ontstaan op het metaal, dat de kern van de kathode vormt, een metaal-oxyde en verder kooldioxyde (CO_2), dat door gelijktijdig **pompen** uit de buis wordt verwijderd. Als het pompen is beëindigd, wordt de buis dichtgesmolten; de kathode is dan echter nog niet volledig geactiveerd, de electronenemissie heeft het maximum nog niet bereikt en is nog niet gelijkmatig over de geheele oppervlakte verdeeld. De volledige activeering geschiedt door het zoogenaamde **uitbranden**, hetwelk hierin bestaat, dat men den kathodedraad of het gloeilichaam van het kathodebuisje, na de buis te hebben dichtgesmolten, op een hoge temperatuur brengt (ca. $1\frac{1}{2}$ tot 2 keer de normale gloeispanning van den draad of het gloeilichaam). Tegelijkertijd wordt de emissie met behulp van anode- en roosterspanningen, die positief zijn t.o.v. de kathode, uit deze laatste getrokken. De kathode emitteert dan electronen en de emissie wordt tijdens het activeren voortdurend beter. Na het uitbranden van de buis wordt deze nog een bepaalden tijd bij verhoogde gloeispanning van den kathodedraad of het gloeilichaam, echter met betrekkelijk lage emissie (stuurroosterspanning gelijk aan nul), verder gebrand (zoogenaamd **ruststroombranden**).

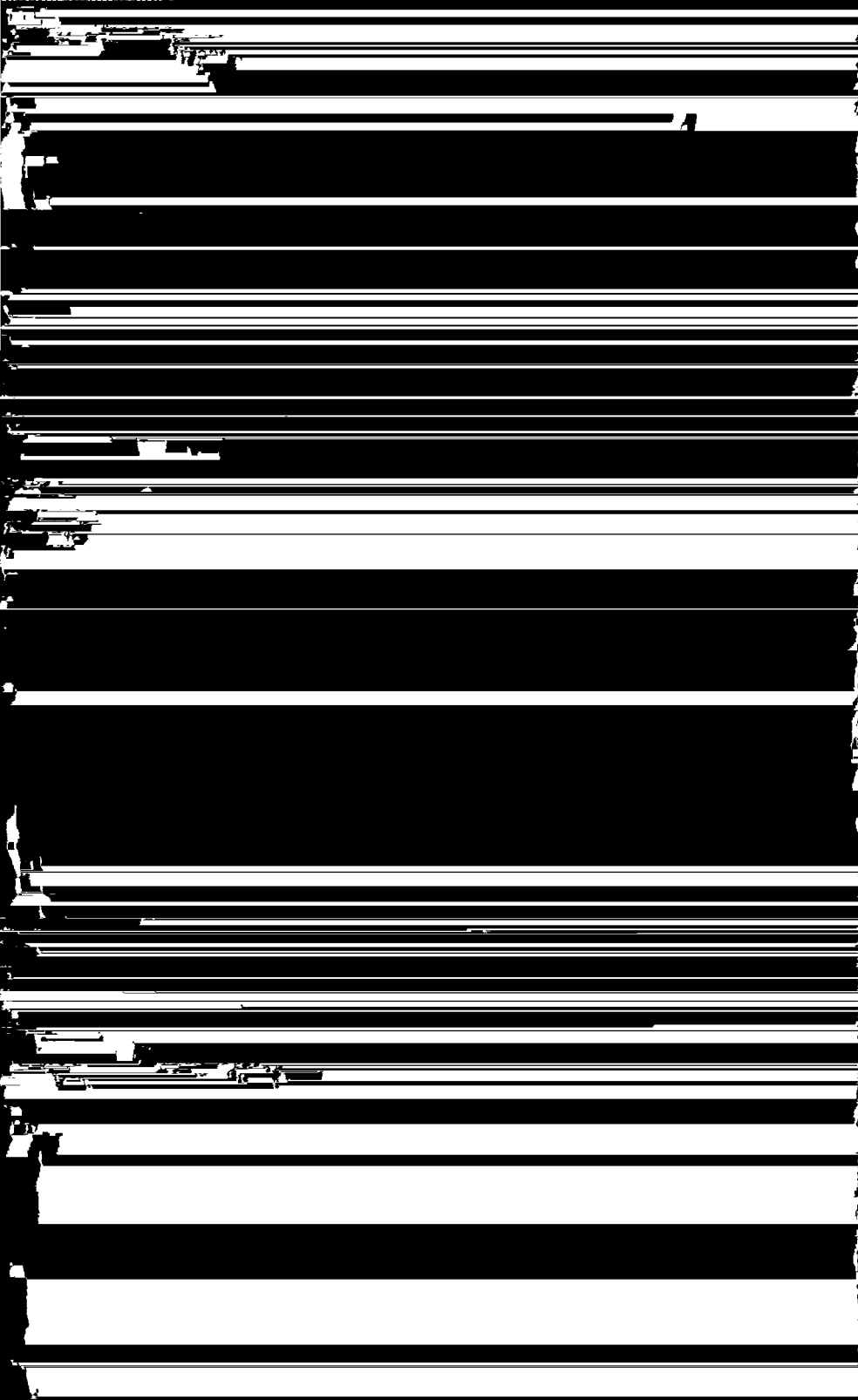
De geactiveerde oxydekathode bevat een bepaald percentage metallisch barium en strontium. Zoo is gebleken, dat het aantal vrije bariumatomen ca. 0,2% van het totale aantal aanwezige barium-oxydemoleculen











electronen. Bovendien is in de tabel de botsingsnelheid opgenomen, waarbij $\delta = 1$. Ten slotte geeft de tabel nog de uittreepotentiaal φ aan.

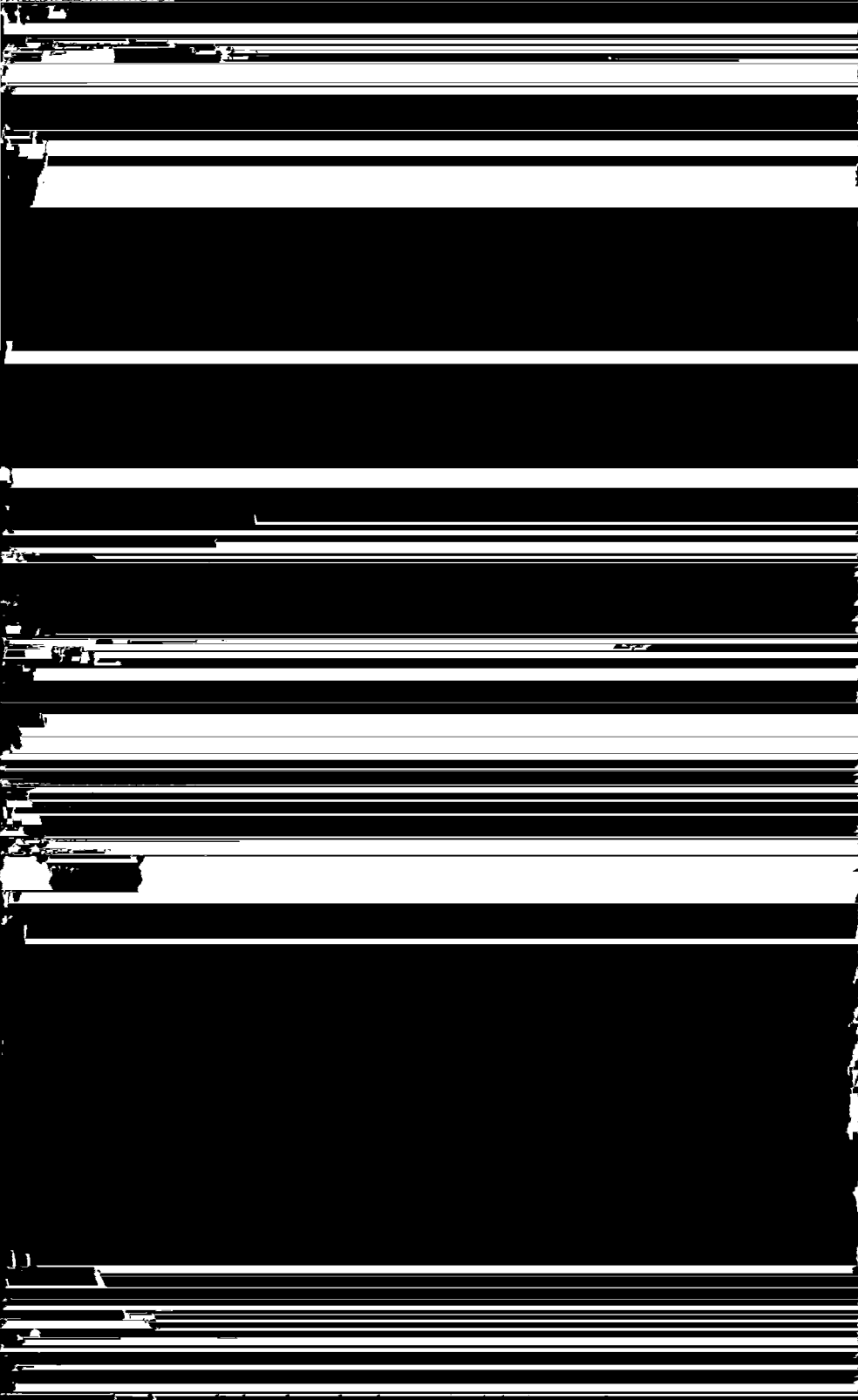
TABEL II

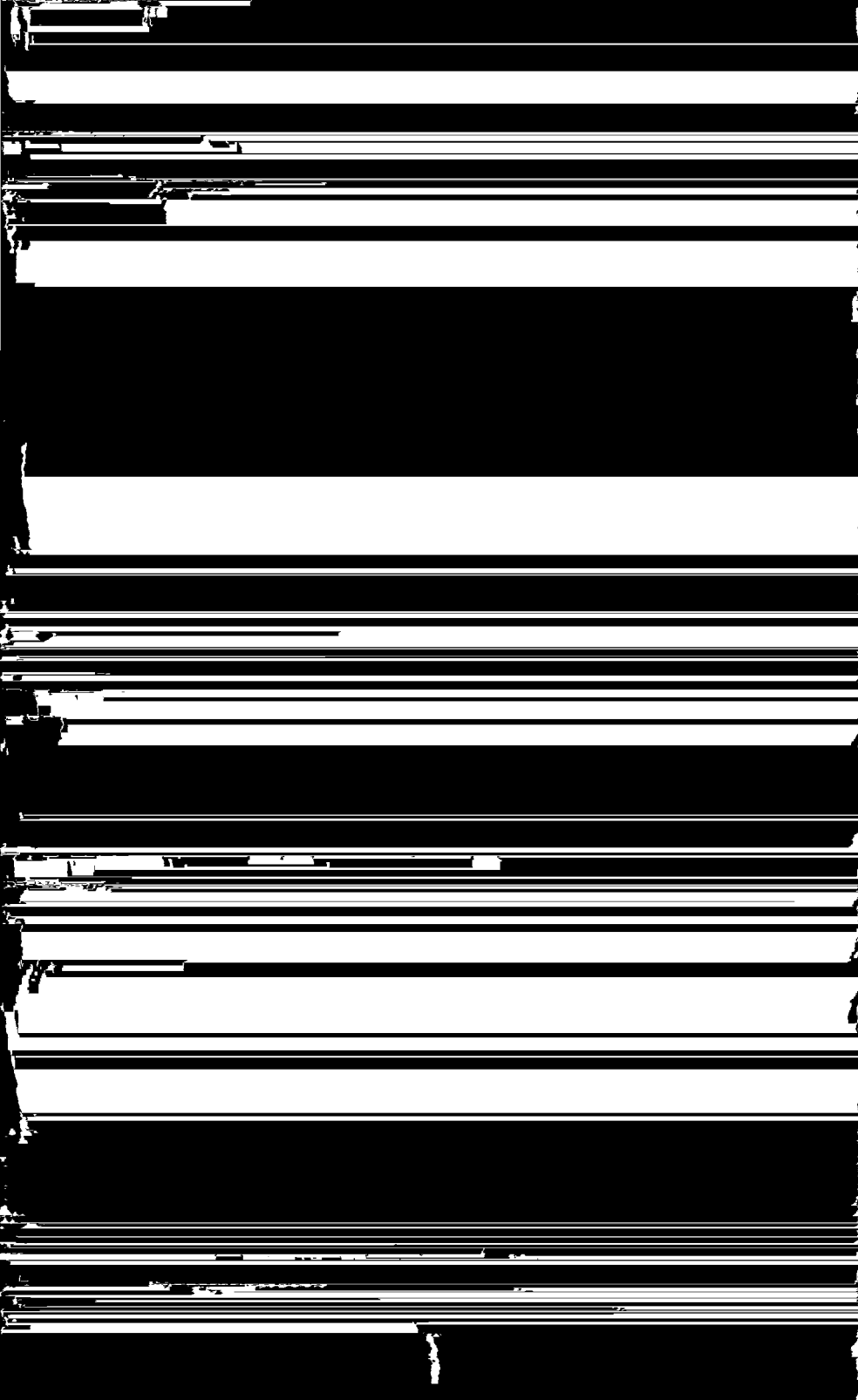
Secundaire emissie van zuivere metalen en van koolstof

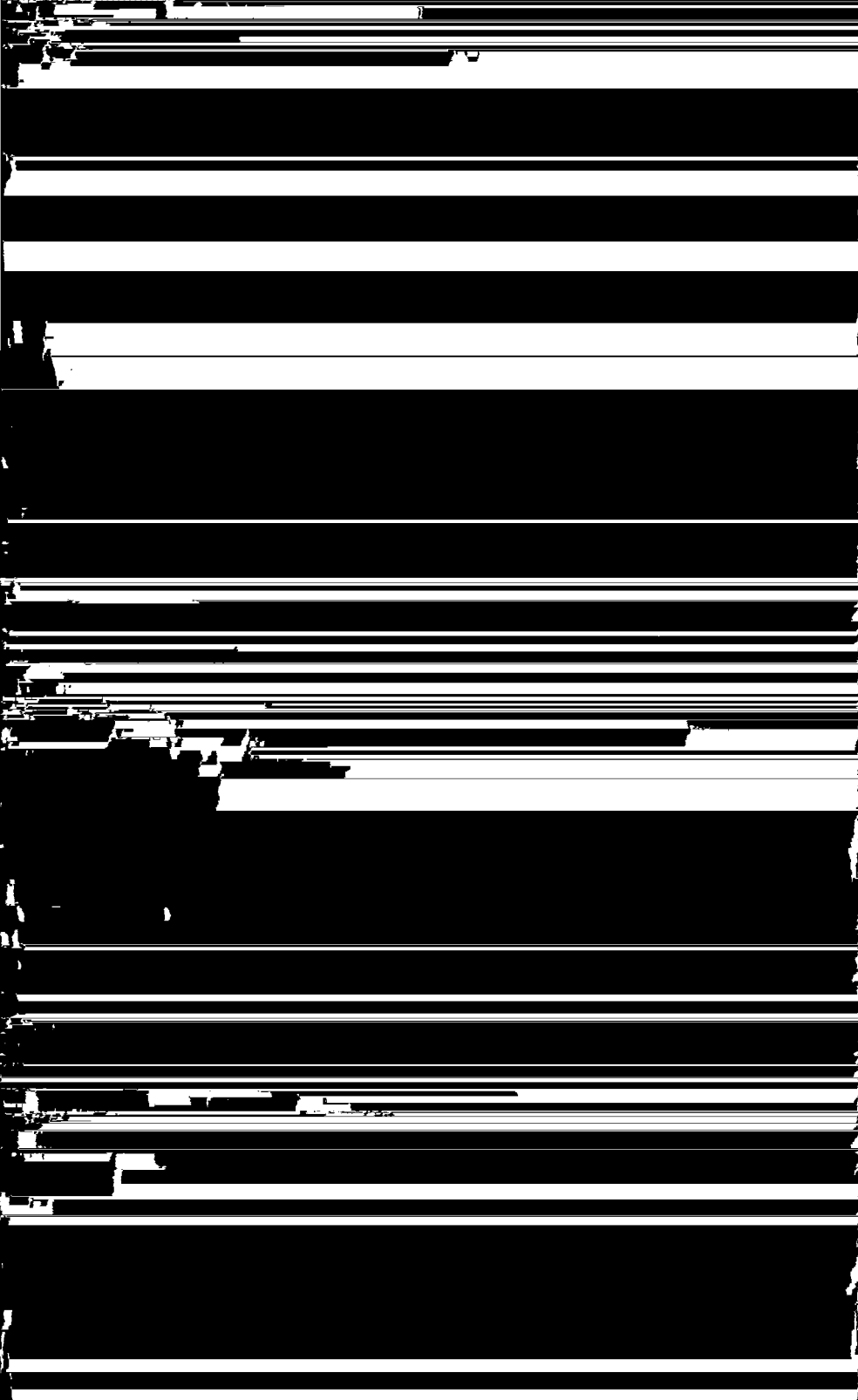
Materiaal	Vorm, waarin de stof werd onderzocht	Botsings-snelheid V_p , waarbij $\delta = 1$	δ bij $V_p = 150$ V	Max. secundaire-emissiefactor δ_{max}	Botsings-snelheid V_p , waarbij $\delta = \delta_{max}$	Uittreepotentiaal φ
zilver	in plaatvorm	165 V	0,95	1,47	800 V	4,61 V
aluminium	in plaatvorm aan de lucht blootgesteld	50—30 V	1,65—2,1	2,1—2,6	400 V	—
goud	in plaatvorm	165 V	0,96	1,46	800 V	4,90 V
barium	in vacuüm neergeslagen	—	0,63	0,83	400 V	2,70 V
caesium	id.	—	0,55	0,72	400 V	1,91 V
koper	in plaatvorm	205 V	0,85	1,27	600 V	4,26 V
kalium	in vacuüm neergeslagen	—	0,72—0,88	0,8—0,94	300 V	2,24 V
magnesium	id.	—	0,90	0,95	300 V	2,74 V
molybdeen	in plaatvorm	150 V	1,0	1,25	400 V	4,15 V
nikkel	id.	180—160 V	0,94—0,98	1,22—1,34	500 V	5,01 V
platina	id.	150 V	1,0	1,78	750 V	5,29 V
tantalum	id.	275 V	0,76	1,29	600 V	4,12 V
titaan	id.	—	0,75	0,90	275 V	3,95 V
wolfraam	id.	250 V	0,75	1,33	650 V	4,5 V
zirkonium	id.	180 V	0,96	1,09	350 V	4,1 V
koolstof	koolsmeersel	300 V	0,9	1,0	300 V	—

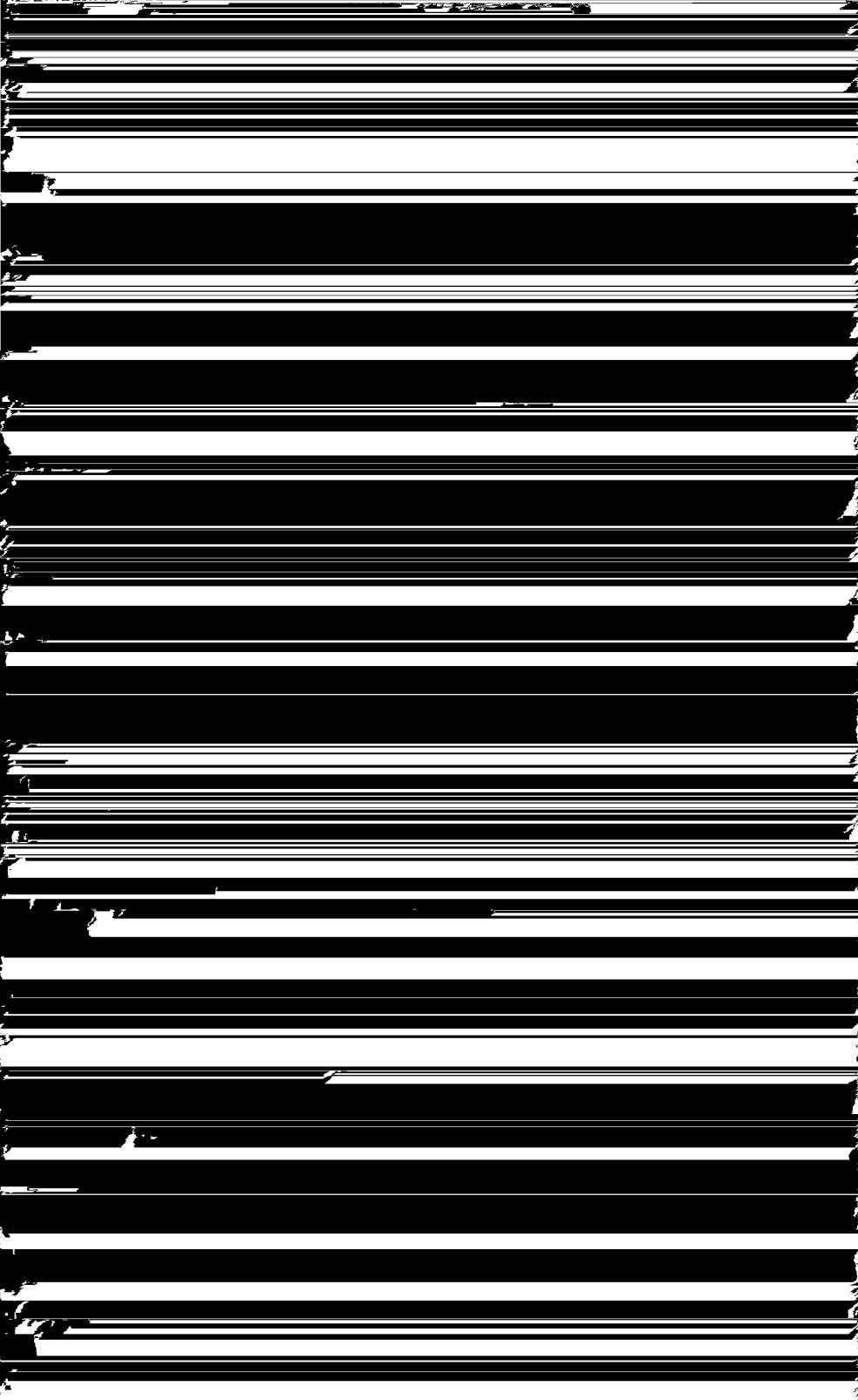
Men zou verwachten, dat, bij metalen met een kleine uittreepotentiaal φ , de factor δ groot zou zijn. Het tegendeel is echter waar.

Doorgaans is het secundaire emitterend vermogen van metalen met hooge uittreepotentiaal φ grooter dan van metalen met lage φ . Dit kan worden verklaard, doordat de snelle primaire electronen in metalen met lage φ , die in het algemeen een geringe ionendichtheid bezitten, diep kunnen doordringen, terwijl de langzame secundaire electronen, door de betrekkelijk dikke laag metaal, die zij, alvorens uit te treden, moeten doorschrijven, worden geabsorbeerd. Verder dient te worden opgemerkt, dat de secundaire-emissiefactor δ van metaaloppervlakken sterk wordt beïnvloed door onvoldoend ontgassen en oxydehuidjes aan de oppervlakte.









overall gelijk is. Om deze reden wordt de gloeispanning zoo laag mogelijk gehouden; bij de moderne batterijbuizen bedraagt zij 1,4 of 2 V.

b) Indirect verhitte kathoden

Bij indirect verhitte kathoden wordt steeds een geactiveerde oxydelaag toegepast, daar anders het vereischte gloeistroomvermogen veel te groot zou zijn. De kathode bestaat dan uit een metalen buisje (meestal nikkel of nikkellegeringen), waarop de actieve laag over een bepaalde lengte is aangebracht. Op de plaatsen van het buisje, die niet met de oxydelaag zijn bedekt, heeft practisch geen electronenemissie plaats. (Dikwijls wordt hiervan gebruik gemaakt, om de electronen slechts op

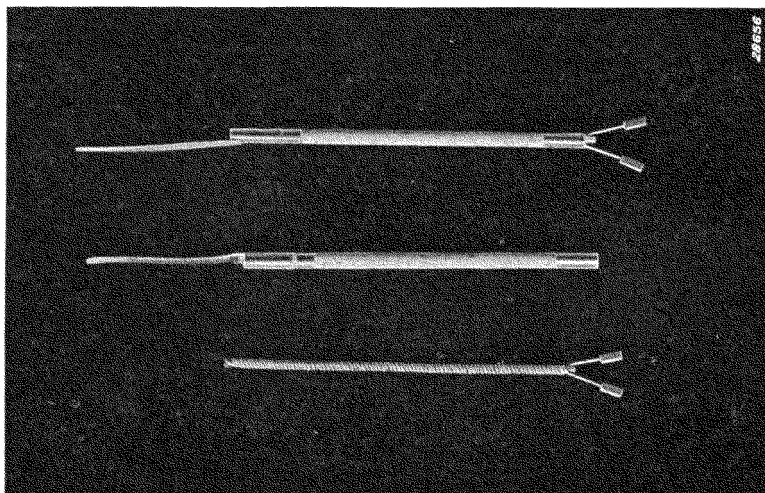


Fig. 29

Boven: Indirect verhitte kathode; ze bestaat uit een nikkelen buisje, waarin geïsoleerd de gloeidraad ligt.

In het midden: Kathodebuisje, waarop de actieve laag op een bepaalde lengte is aangebracht. Het is deze laag, die de electronen emitteert.

Beneden: Gespiraliseerde gloeidraad, die met een isoleerende en tegen hitte bestendige laag is bedekt en die in het kathodebuisje wordt geschoven.

bepaalde plaatsen in een bepaalde richting te laten uittreden.) De gloeidraad van deze nikkelen buisjes bestaat meestal uit wolfram en wordt spiraalvormig gewikkeld (zie ook fig. 29).

De gloeidraad is met een isoleerende en tegen hitte bestendige laag, bestaande uit aluminiumoxyde, bedekt; deze laag verzekert een voldoende elektrische scheiding tusschen gloeidraad en kathode. Bij de oudere uitvoeringen van de indirect verhitte kathode werd de gloeidraad aangebracht in een isoleerend buisje van magnesiumoxyde, dat zich in het nikkelen buisje bevindt; de spiraalvormige gloeidraad werd hierbij door een

doorn (staafje) uit magnesiumoxyde ondersteund. Door het vervallen van dit staafje en van het isoleerende buisje werd de warmtecapaciteit aanzienlijk verminderd, waardoor de tijd, die voor het op temperatuur komen van de kathode wordt vereischt (de tijd, die verloopt tusschen het inschakelen van den gloeistroom en den aanvang van een voldoende emissie) belangrijk werd verkort. De kathode werd kleiner en het vereischte gloeistroomvermogen daardoor aanmerkelijk geringer. Bij buizen voor hoge gloeispanningen (G/W buizen) wordt de grootere gloeidraadlengte, die noodig is, in een dubbele spiraal ondergebracht. De in dergelijke gevallen uiterst dunne gloeidraad wordt spiraalvormig gewikkeld en deze spiraal wordt nogmaals gespiraliseerd.

De indirect verhitte kathode is bijzonder geschikt voor wisselstroomvoeding. Een van de grootste voordeelen van de indirect verhitte kathode is wel, dat het geheele kathodeoppervlak zich op gelijke potentiaal bevindt (equipotentiaal-kathode). De kathode heeft een bepaalde warmtecapaciteit, waardoor de netfrequentie geen invloed heeft op de emissie. Door de spiraalvormige uitvoering van den gloeidraad worden storingen door brom, die het magnetische veld van de gloeidraadwikkeling kan veroorzaken, vermeden. De electriche scheiding tusschen den gloeidraad en de kathode biedt groote voordeelen wat schakelingen betreft. Op grond hiervan zijn bijna alle moderne wisselstroombuizen van een indirect verhitte kathode voorzien. Een ander voordeel van de indirecte verhitting bestaat hierin, dat de andere electroden veel dichter bij de kathode kunnen worden opgesteld, waardoor een aanzienlijke beperking van de afmetingen van het systeem en gunstiger electriche eigenschappen (bijvoorbeeld grootere steilheid) bereikt worden. Het gloeistroomvermogen van een indirect verhitte ontvangbuis is aanzienlijk grooter dan dat van een kleine, direct verhitte batterijbuis. Terwijl vroeger een normaal gloeistroom-

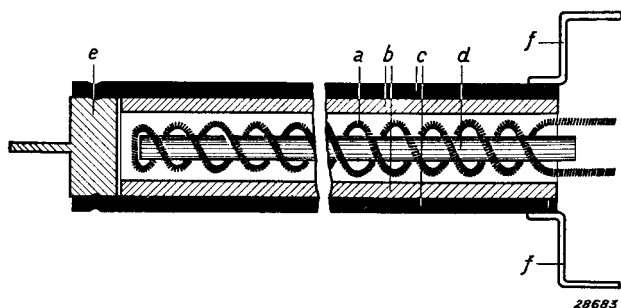


Fig. 30

Doorsnede van een oude uitvoering van de indirect verhitte kathode voor hoge gloeispanningen.

a = Dubbele spiraal van den gloeidraad.

b = Buisje van isoleerend materiaal, dat tegen hitte bestand is.

c = Kathodebuisje.

d = Doorn van tegen hitte bestand materiaal.

e = Centreeerstuk met naaldpunt ter bevestiging van de kathode.

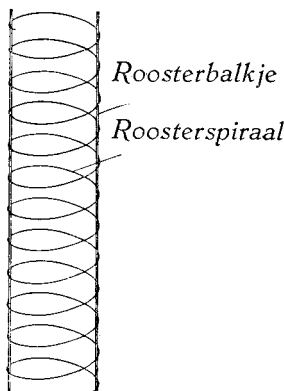
f = Metalen strip voor de bevestiging en electriche aansluiting van de kathode.

vroeger een normaal gloeistroom-

vermogen van 4 W noodig was, is dit in de laatste jaren tot op 1,26 W teruggebracht.

§ 2. Roosters

Om de kathode bevinden zich één of meer roosters en de anode. Deze elektroden zijn cilindrisch rondom de kathode op geschikte steunen bevestigd, waarbij de doorsnede van deze cilindren een rond of een anderen vorm (ellipsvorm bijv.) kunnen hebben. De roosters worden in het algemeen uit een dunnen molybdeendraad of een draad uit metaallegeeringen vervaardigd en spiraalvormig om één of meer steunstaafjes, de zogenaamde roosterbalkjes, gewikkeld. De lengte van de rooster-cylinders komt ongeveer overeen met de lengte van de kathode of van het gloeidraadsysteem. De electronen kunnen door de openingen tusschen de roosterdraden (roostermazen) schieten.



20099

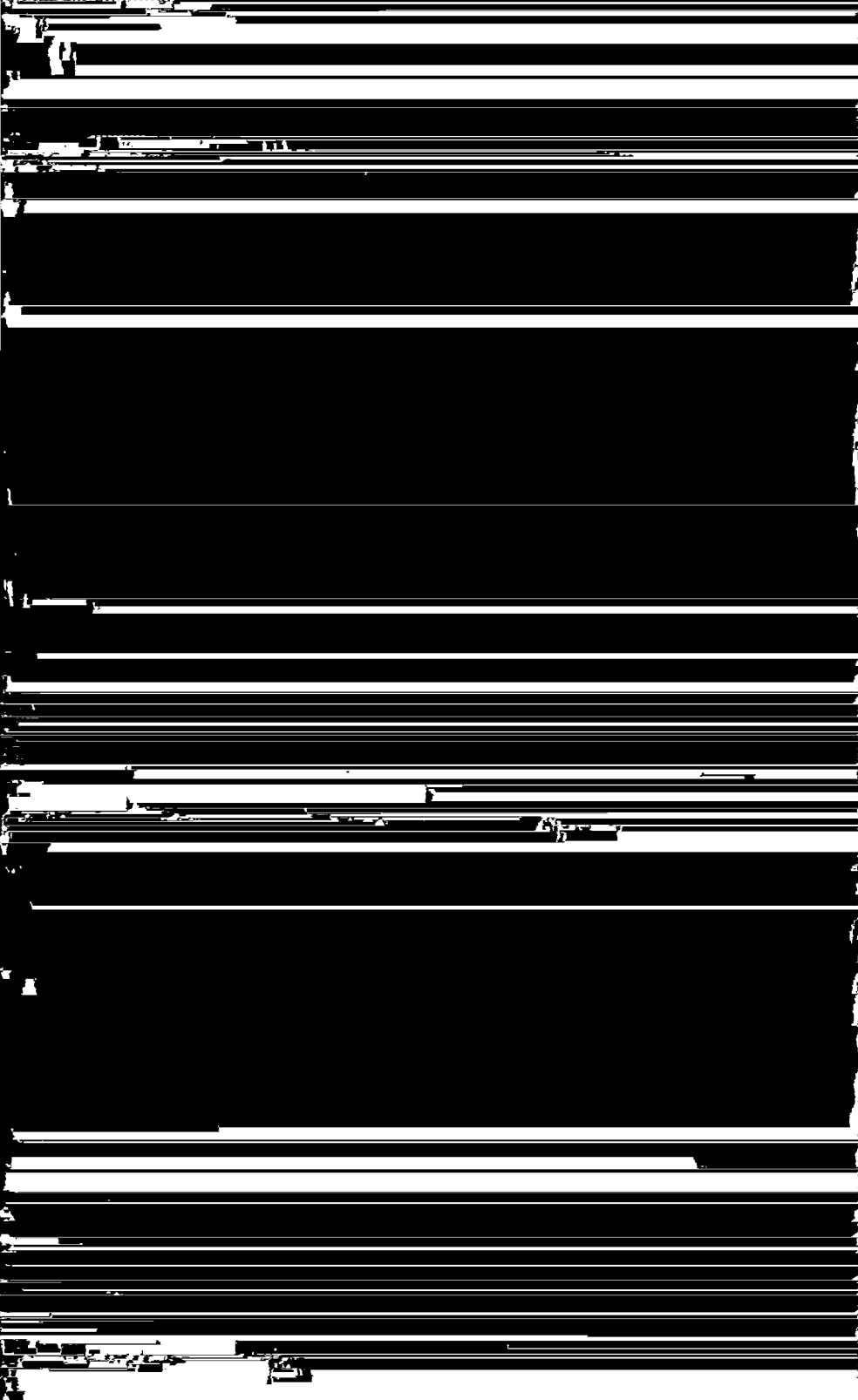
Fig. 31

Roosterspiraal met zogenaamde roosterbalkjes.

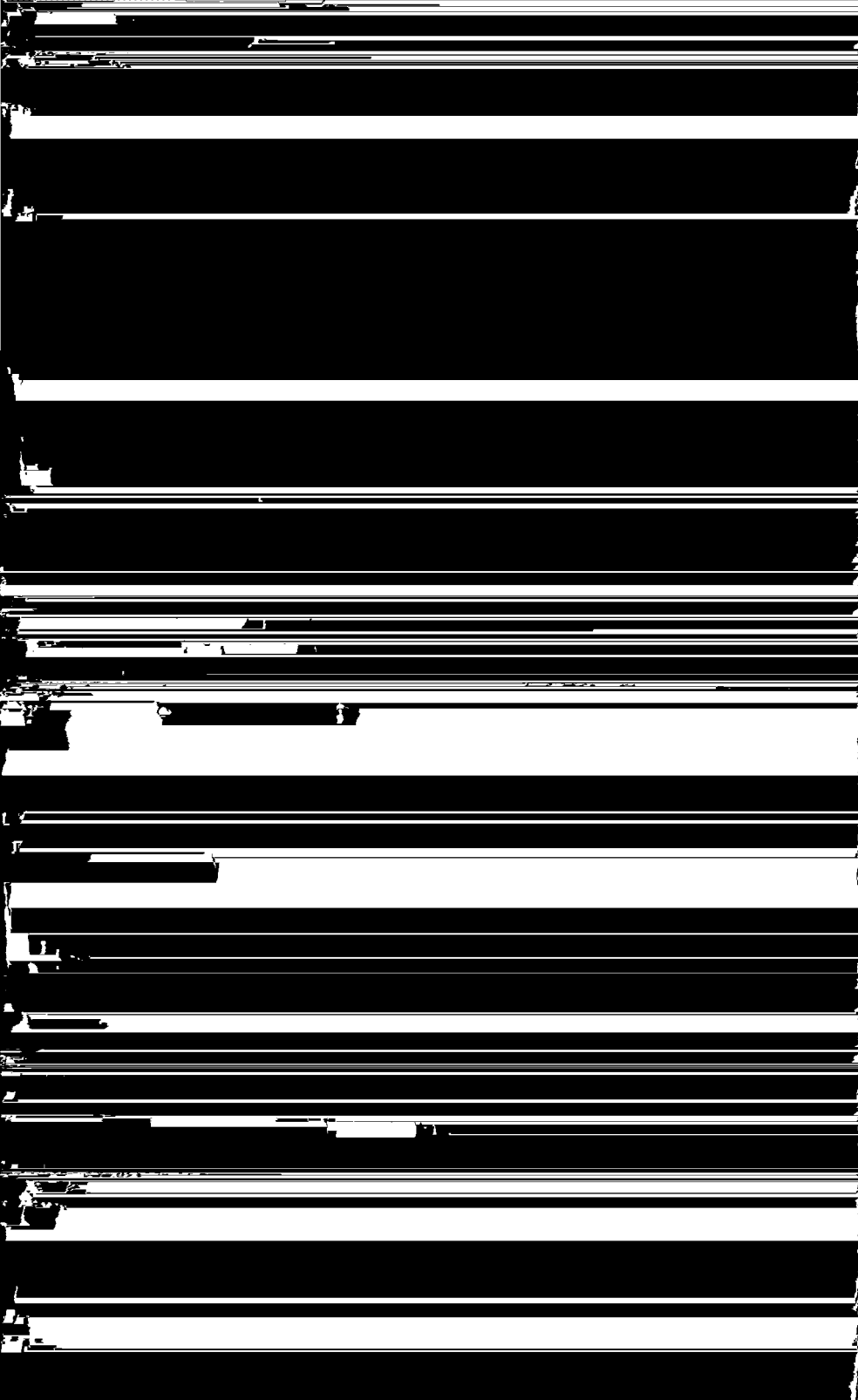
In een buis met één rooster heeft het rooster doorgaans de functie van stuurrooster en wordt daarom ook **stuurrooster** genoemd. In een **versterkingsbuis met meer dan één rooster** zijn, behalve een stuurrooster, nog roosters aanwezig, die bijvoorbeeld als **scherm-** of als **vangrooster** worden aangeduid. Eenige ontvangbuizen hebben twee stuurroosters, waartusschen zich o.a. nog schermroosters bevinden. Het doel van al deze roosters zal in hoofdstuk XIII nader worden uiteengezet.

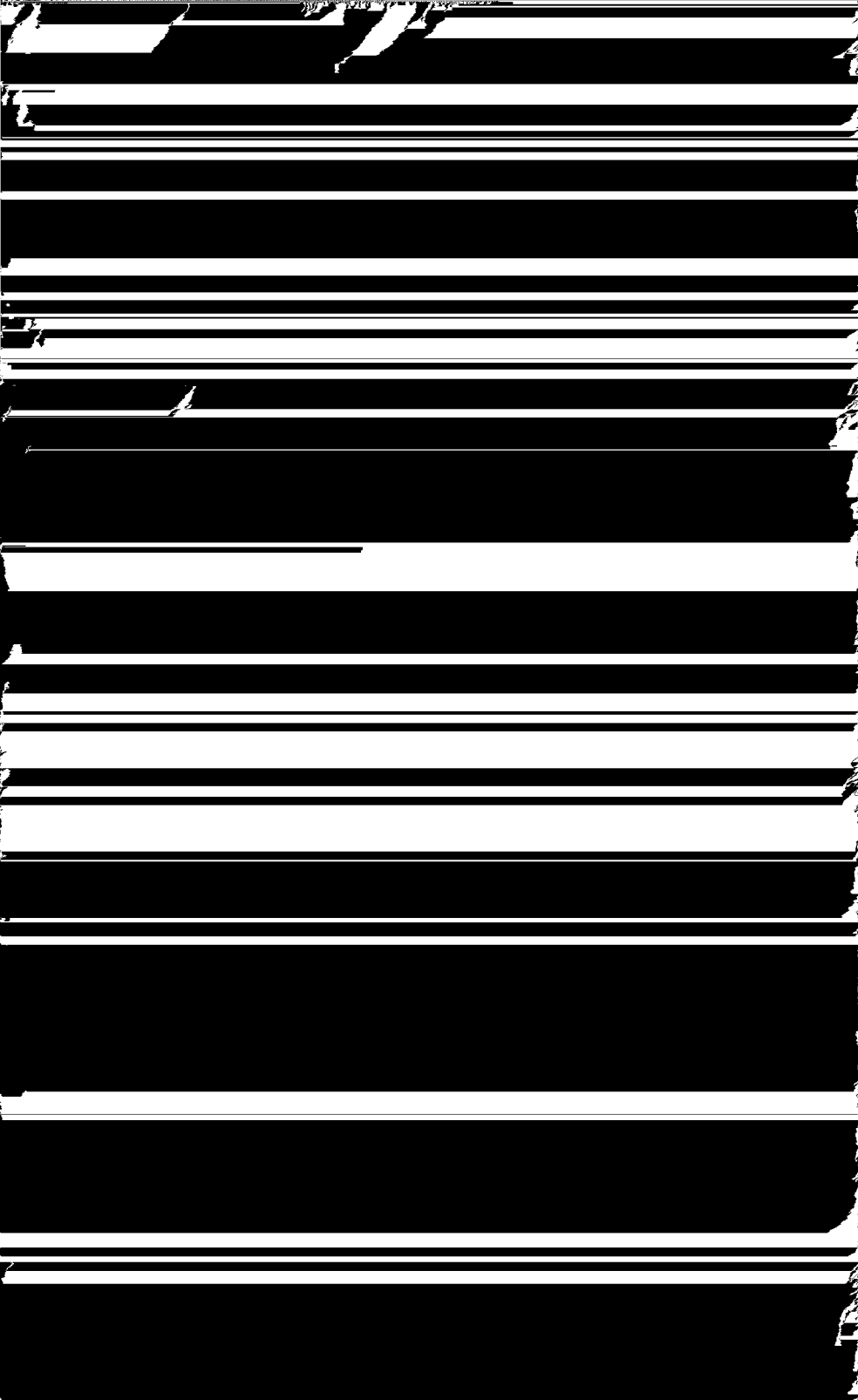
Het stuurrooster bevindt zich meestal direct als eerste rooster om de kathode; de afstand tusschen deze beide elektroden is gewoonlijk uiterst gering (eenige tienden millimeter), om de gewenste stuurwerking te verkrijgen. De mogelijkheid bestaat, dat het rooster onder den invloed van de uitgestraalde warmte van de kathode wordt verhit en zelf electronen uitzendt. In het bijzonder bestaat deze mogelijkheid bij oxydekathoden, waarbij een deel van het oxyde is verdampt en op het rooster neergeslagen. Het rooster kan dan een electronenstroom afgeven (zie ook hoofdstuk XXIX, § 3b). Om deze verhitting van het rooster tegen te gaan, worden de steunen dikwijls vervaardigd uit een metaal met een bijzonder goede warmtegeleiding, bijvoorbeeld koper. Een ander middel is het aanbrengen van zwart gemaakte koelplaatjes, de z.g. **koelvinnen**, aan de roostersteunen. Zij kunnen door warmtestraling belangrijk tot den warmteafvoer van de roosters bijdragen.



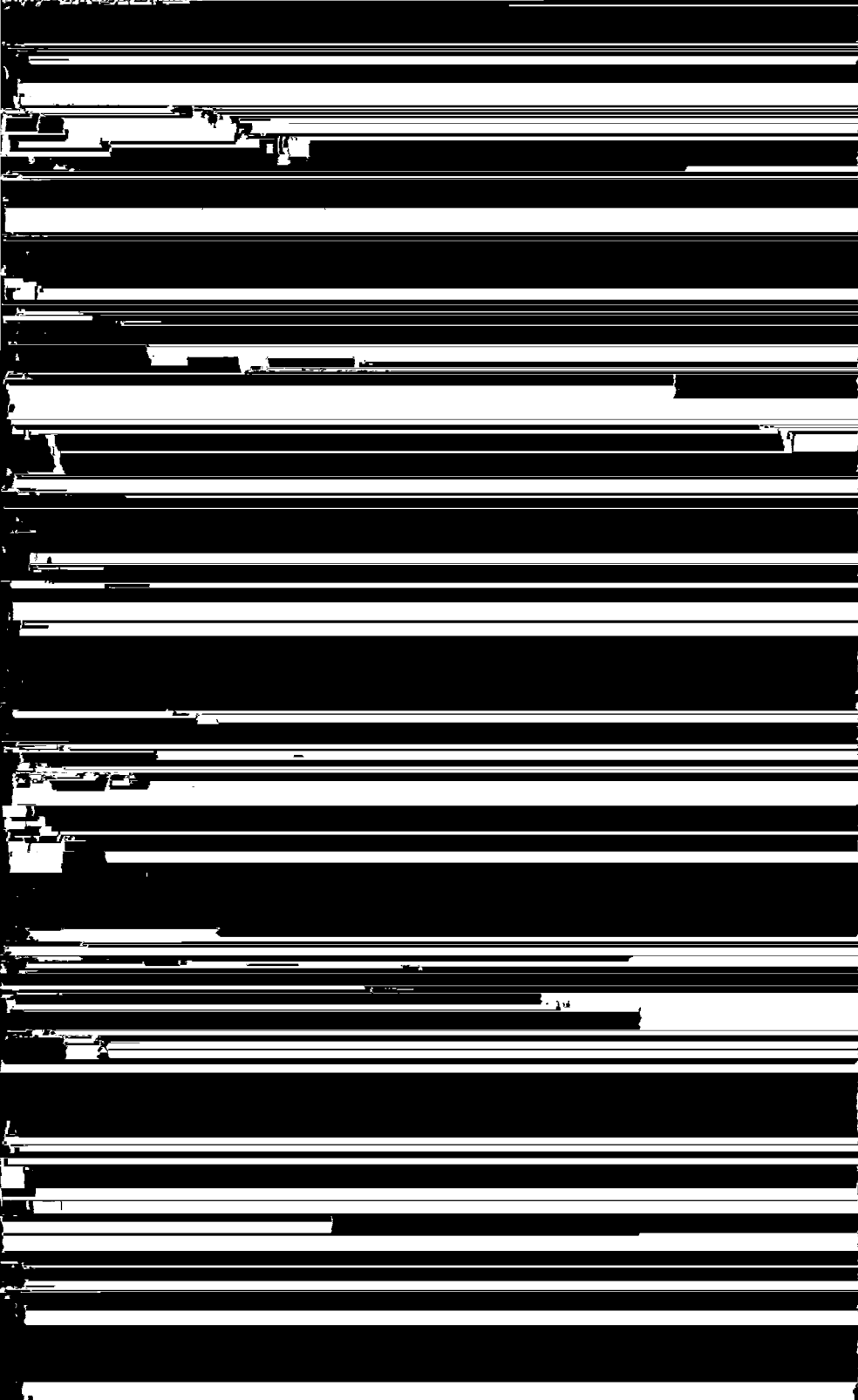












trodensysteem tegen zijwaartsch doorbuigen ten gevolge van schokken wordt beschermd (8 in fig. 32), wordt tegenwoordig dikwijls door kleine stalen veeren vervangen (zie fig. 40).

§ 2. Glazen buizen met bodem van geperst glas

Om aan de voor de televisie- en ultrakortegolfontvangst gestelde eischen te kunnen beantwoorden, werd eenigen tijd geleden een bijzondere buisconstructie uitgewerkt. Daar deze constructie tegenover die

met kneep belangrijke electriche en mechanische voordeelen biedt en bovendien toepassing van een gunstige aansluitmethode aan de huls mogelijk maakt, werd zij in eenigszins gewijzigden vorm ook voor radio-ontvangbuizen toegepast. In dit verband springen twee mechanische voordeelen in het oog, namelijk de kleinere afmetingen van de nieuwe glasconstructie en het door den bodem van de buis naar buiten voeren van *alle* electroden. Deze nieuwe constructie beteekent een belangrijke stap vooruit in de moderne ontwikkeling van de buis.

a) Beschrijving van de constructie van een buis met een bodem van geperst glas

Fig. 41 toont de constructie van een buis met een bodem van geperst glas, zonder kneep (H.F.penthode type EF 22). Op dezen bodem is het electrodensysteem gemonteerd. Hij heeft een opstaanden rand en acht chromijzeren doorvoerpennen, die luchtdicht in dezen bodem zijn geperst (8 in fig. 41). Deze pennen hebben een diameter van 1,1 of 1,27 mm en zijn in een cirkel van 17,5 mm diameter opgesteld. In het midden van dezen bodem bevindt zich de pompstengel (11 in fig. 41). Op de acht doorvoerpennen wordt het verticaal opgestelde electrodensysteem gelascht, dat op deze wijze uiterst stevig staat. De als voorbeeld gebruikte buis EF 22 wordt, evenals de meeste andere buizen, met behulp van drie U-vormige dragers (4) in drie punten ondersteund. Nadat het systeem is bevestigd en de electroden met de hiervoor be-

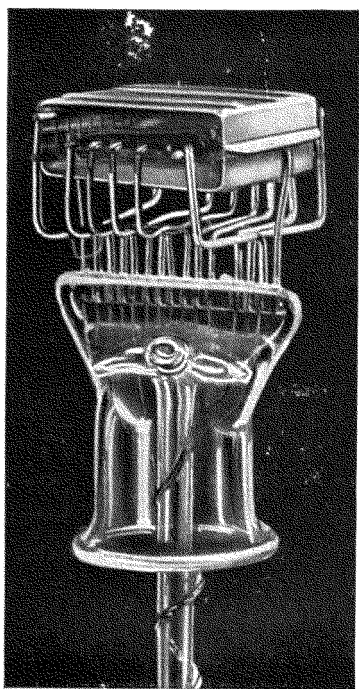
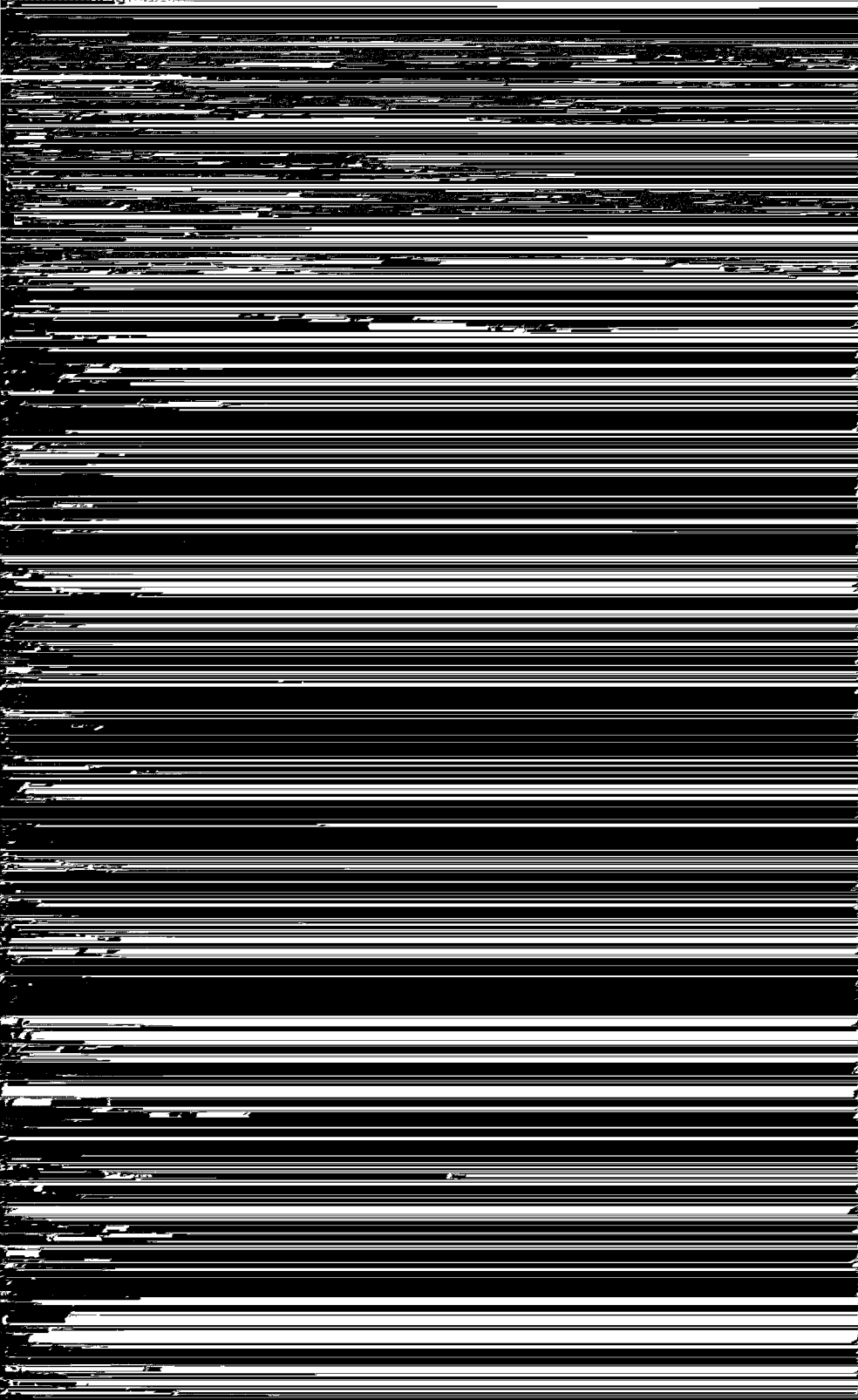
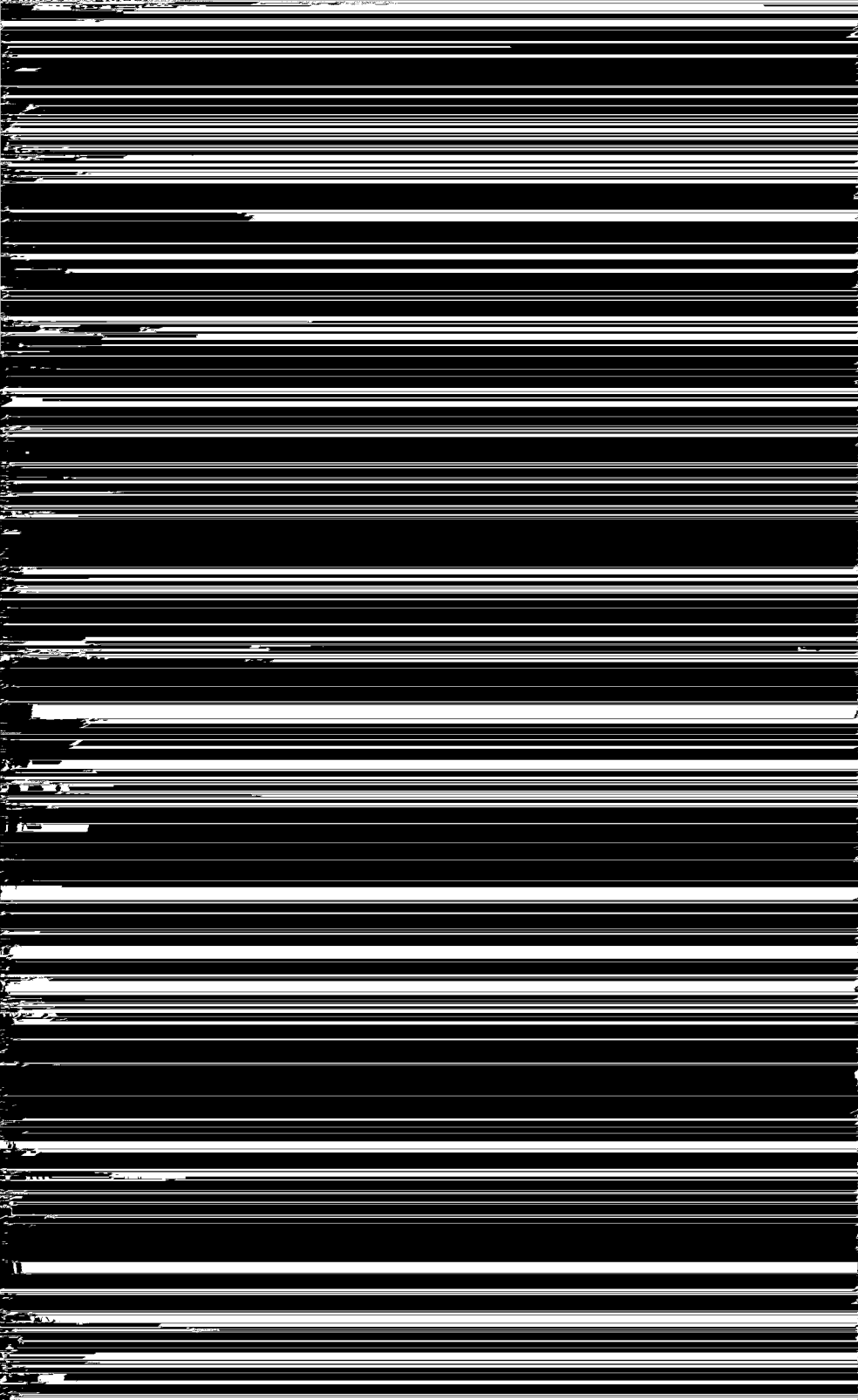


Fig. 36

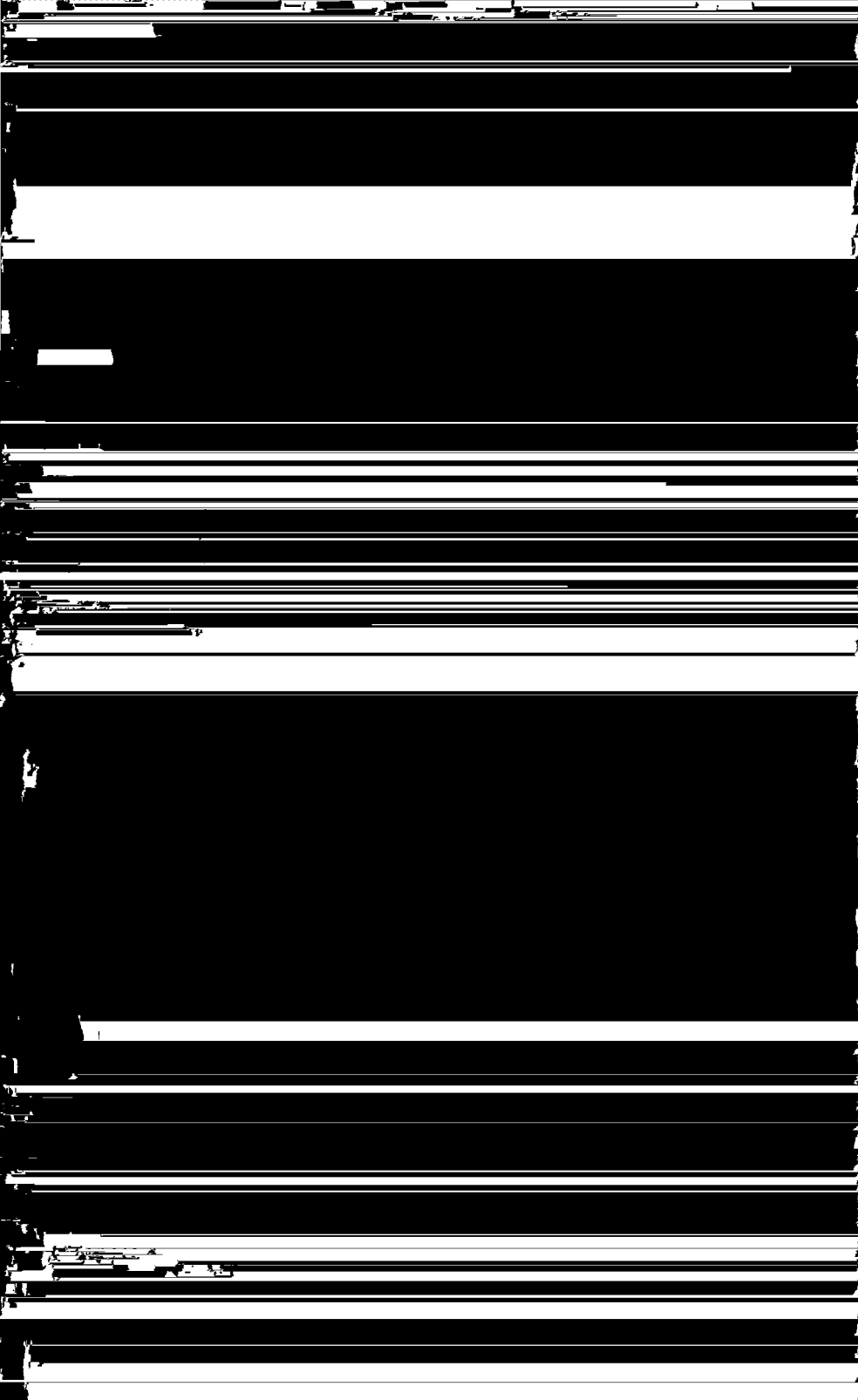
Inwendige constructie van een direct verhitte eindbuis van een oudere uitvoering.

perst (8 in fig. 41). Deze pennen hebben een diameter van 1,1 of 1,27 mm en zijn in een cirkel van 17,5 mm diameter opgesteld. In het midden van dezen bodem bevindt zich de pompstengel (11 in fig. 41). Op de acht doorvoerpennen wordt het verticaal opgestelde electrodensysteem gelascht, dat op deze wijze uiterst stevig staat. De als voorbeeld gebruikte buis EF 22 wordt, evenals de meeste andere buizen, met behulp van drie U-vormige dragers (4) in drie punten ondersteund. Nadat het systeem is bevestigd en de electroden met de hiervoor be-











constructies liepen de verbindingen in den kneep over een lengte van 35 mm op een onderlingen afstand van 0,5 tot 1 mm parallel. Dit beteekende een verslechtering van de eigenschappen van de buis voor kortegolfontvangst. Door de constructie met een bodem van geperst glas werd bereikt, dat elke electrode langs den kortsten

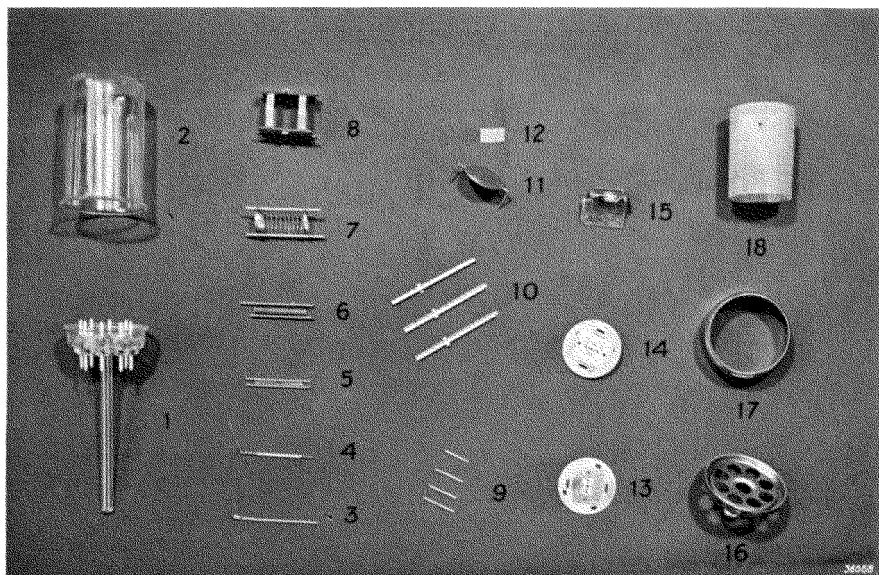
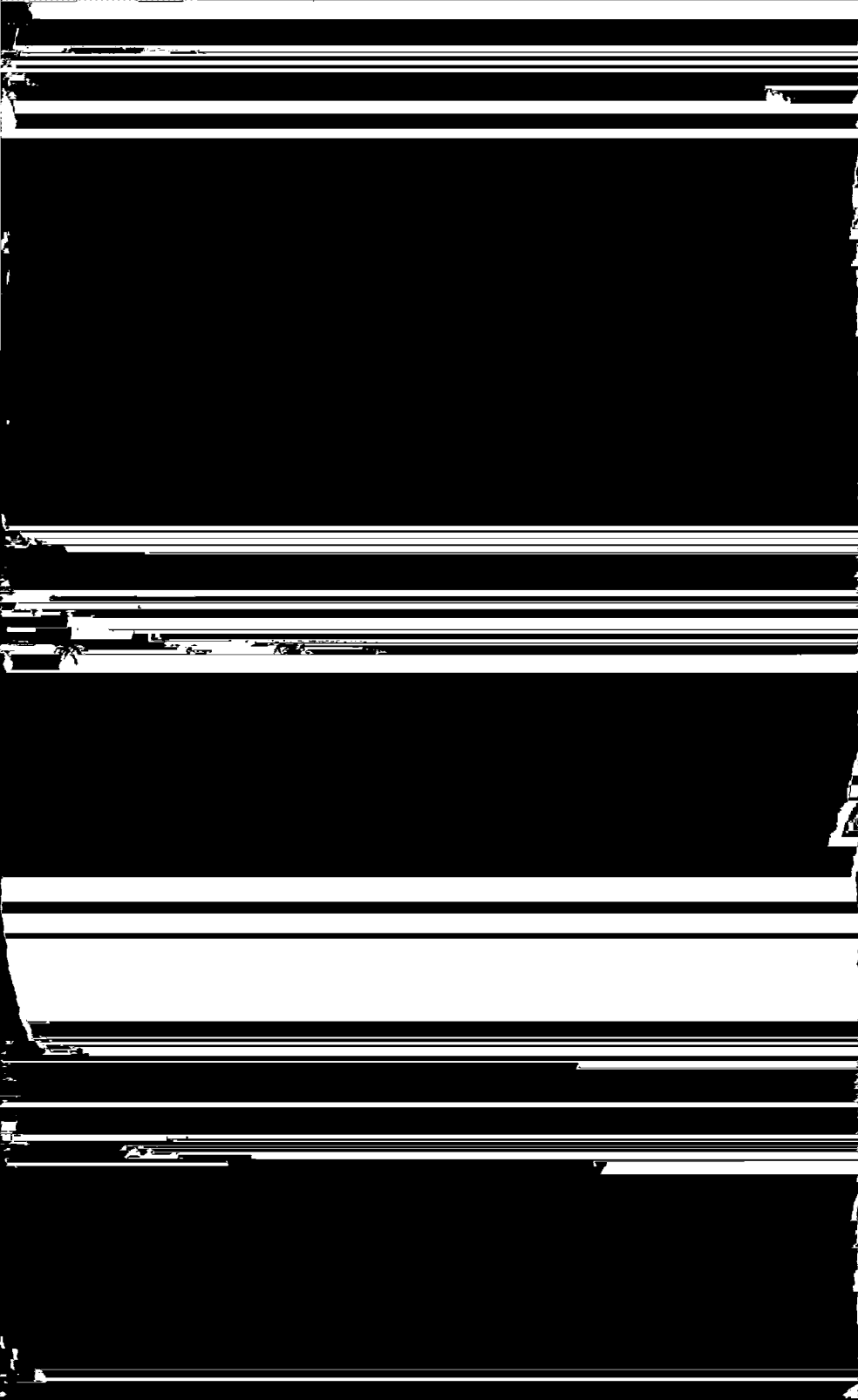


Fig. 44

Overzicht van de onderdeelen, waaruit de H.F. penthode EF 22 bestaat.

- 1 = Bodem van geperst glas met doorvoerpennen en pompstengel.
- 2 = Ballon.
- 3 = Bifilaire gloeidraad.
- 4 = Kathode.
- 5 = Stuurrooster.
- 6 = Schermrooster.
- 7 = Vangrooster.
- 8 = Anode.
- 9 = Metalen stripjes voor verbinding van de electroden met de pennen van den bodem.
- 10 = De drie U-vormige steunen van het electrodensysteem.
- 11 = Metalen plaatje, waarop het materiaal van den gasbinder wordt bevestigd. Dit metalen plaatje voorkomt het neerslaan van het materiaal van den gasbinder op het electrodensysteem.
- 12 = Gaas voor het bevestigen van het materiaal van den gasbinder op het bovenste metalen plaatje.
- 13 = Onderste plaatje van isoleerend materiaal.
- 14 = Bovenste plaatje van isoleerend materiaal.
- 15 = Afschermplaatje in het onderste deel van de buis, voor het verminderen van de anode-roostercapaciteit en de bromspanningen aan het rooster.
- 16 = Afscherming van het buisvoetje met zoekpen en ronde uitsparingen voor het doorvoeren van de pennen.
- 17 = Gefelsde rand voor het bevestigen van de afscherming van het buisvoetje.
- 18 = Afschermkooi.



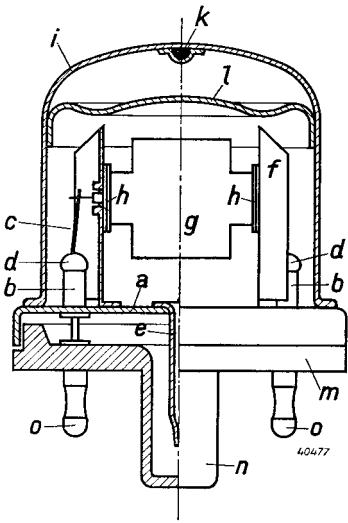


Fig. 46
Doorsnede van de H.F. penthode
EF 11.

- a = Stalen grondplaat.
- b = Metalen bevestigingsbusjes van een bijzondere legering voor aanpassing aan den uitzettingscoëfficiënt van het glas (glasparels).
- c = Draadjes voor aansluiting van de elektroden.
- d = Glazen kralen.
- e = Pompstengel.
- f = Steunen voor het electroden-systeem.
- g = Electroden-systeem.
- h = Mica brugjes.
- i = Stalen ballon.
- k = Gasbinder.
- l = Blikje voor bescherming van het electroden-systeem tegen het neerslaan van het materiaal van den gasbinder.
- m = Huls van kunsthar.
- n = Zoekpen.
- o = Contactpen.

De U-vormige steunen van het electroden-systeem dienen tevens voor afscherming van de aansluitdraden naar het systeem.

In het midden van de grondplaat is een gat geponst, waaraan de pompstengel e is bevestigd. De ijzeren ballon i wordt, nadat het inmiddels gemonteerde electroden-systeem, g, op de grondplaat, a, is gelascht, aangebracht en eveneens op de grondplaat gelascht. Boven in den ballon bevindt zich de gasbinder k. Om te verhinderen, dat het materiaal van den gasbinder tijdens het verstuiven op het electroden-systeem neerslaat, is een stukje blik aangebracht, dat aan den rand van openingen is voorzien, om de verbinding tusschen het bovenste en het on-

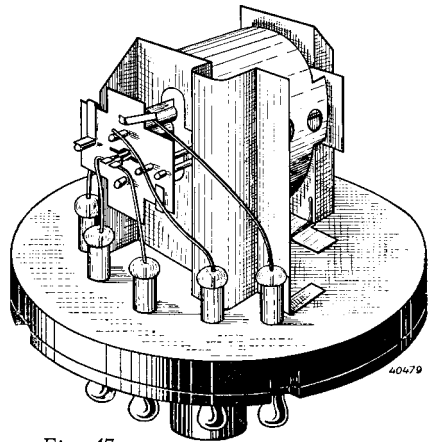
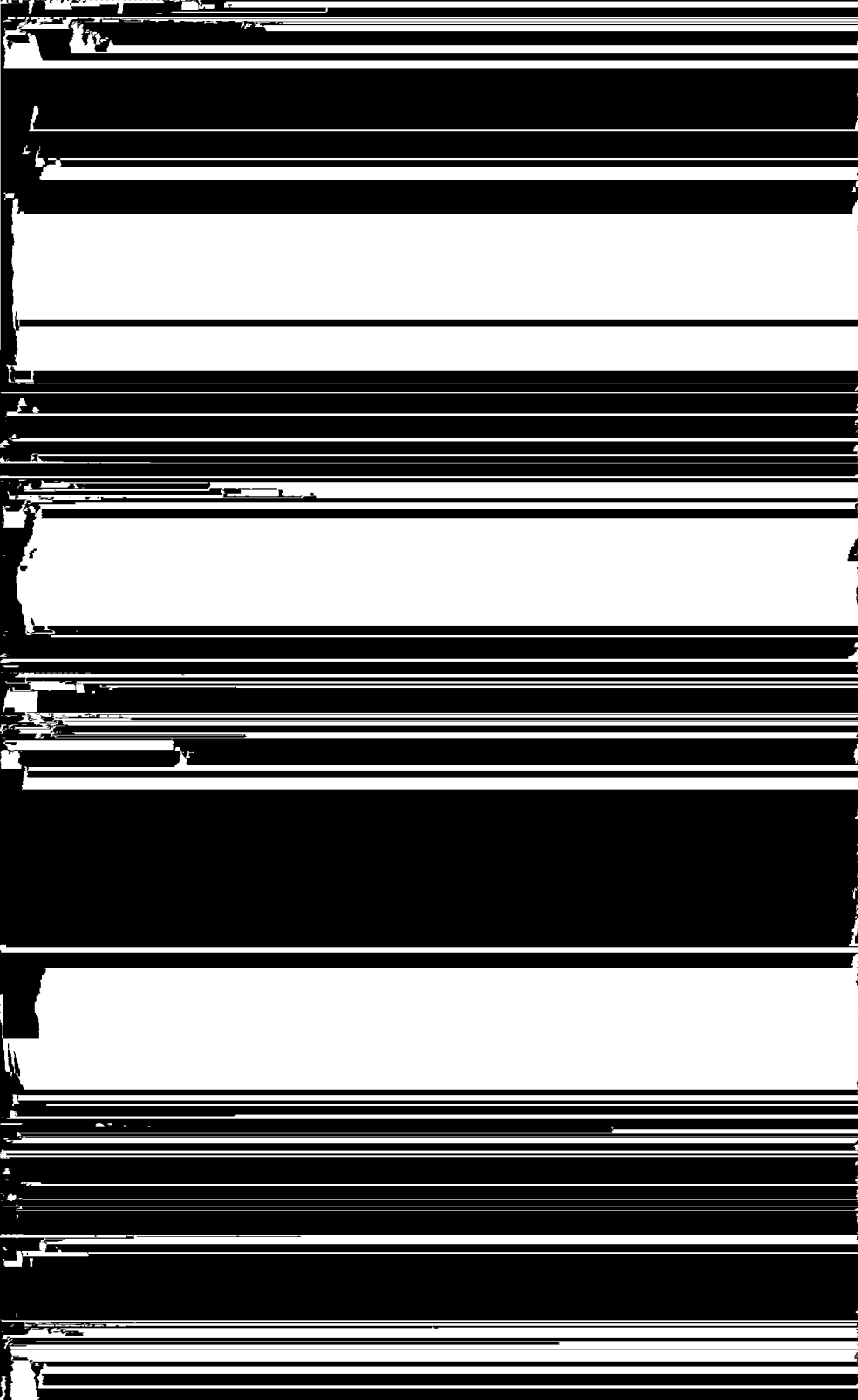
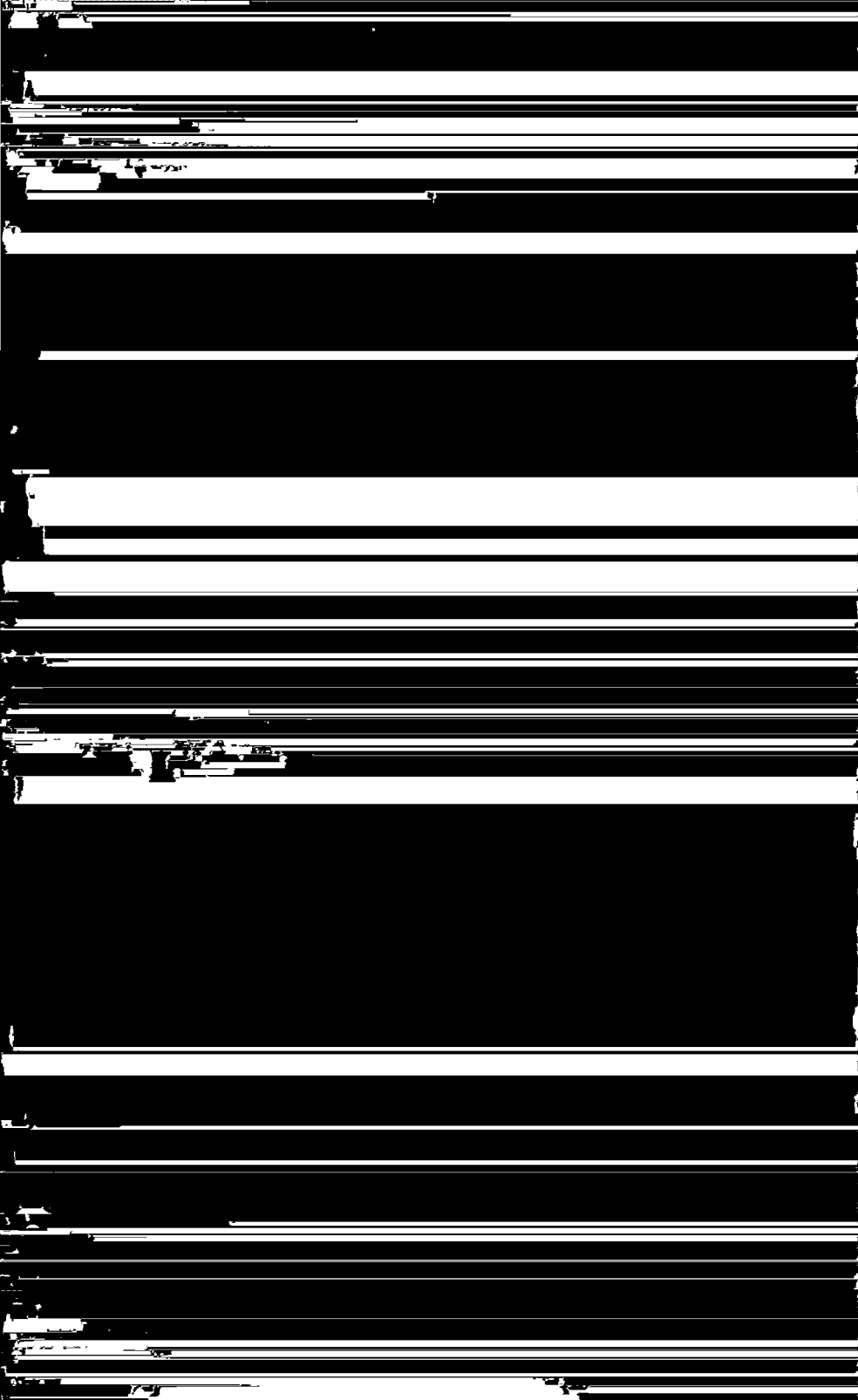


Fig. 47
Inwendige constructie van de triode-
hexode mengbuis ECH11.

derste deel van de ballonruimte te verzekeren. De huls a bestaat uit een plaat van kunsthar („Philite”) met een zoekpen uit hetzelfde materiaal in het midden en acht holle metalen aansluitpennen o. De huls wordt niet aan den bodem gekit, maar vastgehouden, doordat de grondplaat van een kraag is voorzien, die op enkele plaatsen naar binnen wordt gedrukt, waartoe eenige uitsparingen in de plaat van „Philite” zijn aangebracht. De zoekpen van de huls is hol, zoodat de pompstengel hierin kan worden ondergebracht.







HOOFDSTUK VIII

De fabricage van de radiobuis

De fabricage van een buis omvat verschillende fasen, die men in groote lijnen als volgt kan onderscheiden:

- 1) De fabricage van de afzonderlijke onderdeelen.
 - 1a) Het keuren van de onderdeelen.
- 2) De montage van de daartoe bestemde onderdeelen tot een electrodensysteem.
 - 2a) Het controleeren van de gemonteerde systemen.
- 3) Het monteeren van de electrodensystemen in de ballons en het luchtledig pompen van de buizen.
 - 3a) Het beproeven van de luchtledig gepompte buizen.
- 4) De uitwendige afwerking van de buizen en het aanbrengen van hulzen.
 - 4a) Het keuren van het uitwendige gedeelte van de buizen.
- 5) Het branden van de buizen onder normale bedrijfsvoorwaarden.
 - 5a) Het beproeven van de buizen.

Op de fabricage van de afzonderlijke onderdeelen zal hier niet in bijzonderheden worden ingegaan; wèl zal aan de hand van een serie foto's worden getracht, een indruk te geven van de zeer gecompliceerde fabricage van de buis en de onderdeelen ervan, een fabricage, die een groot aantal vernuftig bedachte machines en methoden vereischt, die het resultaat van jarenlangen ingespannen arbeid van gespecialiseerde ingenieurs en technici zijn, en aan de verbetering en vervolmaking waarvan onafgebroken wordt gewerkt



§ 1. Glazen ballon en overige glazen deelen

De glazen ballon en de overige glazen deelen (glazen buisje voor de constructie van de kneepen, glazen isolatoren enz.) worden in de Philips glasfabriek geblazen of getrokken.

Fig. 50 toont een platform, met in het midden de glasoven en in een kring er omheen de glasblazers; hier worden ballons van verschillende vorm en grootte voor buizen en gloeilampen geblazen. Fig. 51 toont een automatische installatie, die ballons in groote series produceert. Deze machine vervangt een groot aantal glasblazers, die hierdoor voor het vervaardigen van speciale ballons ter beschikking staan.

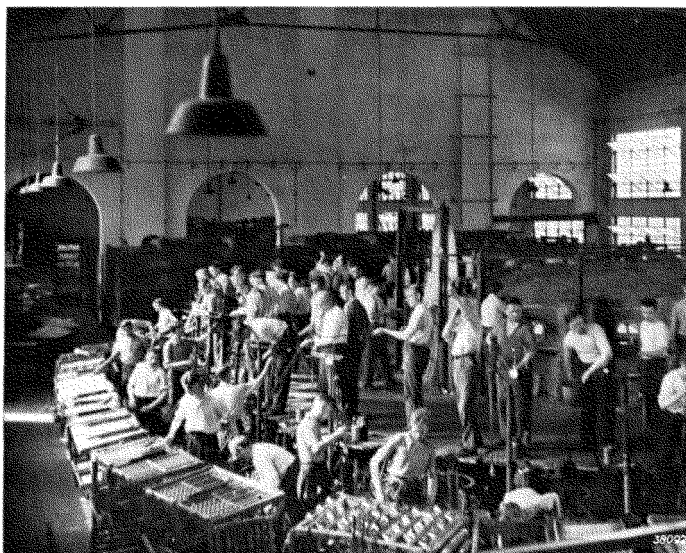
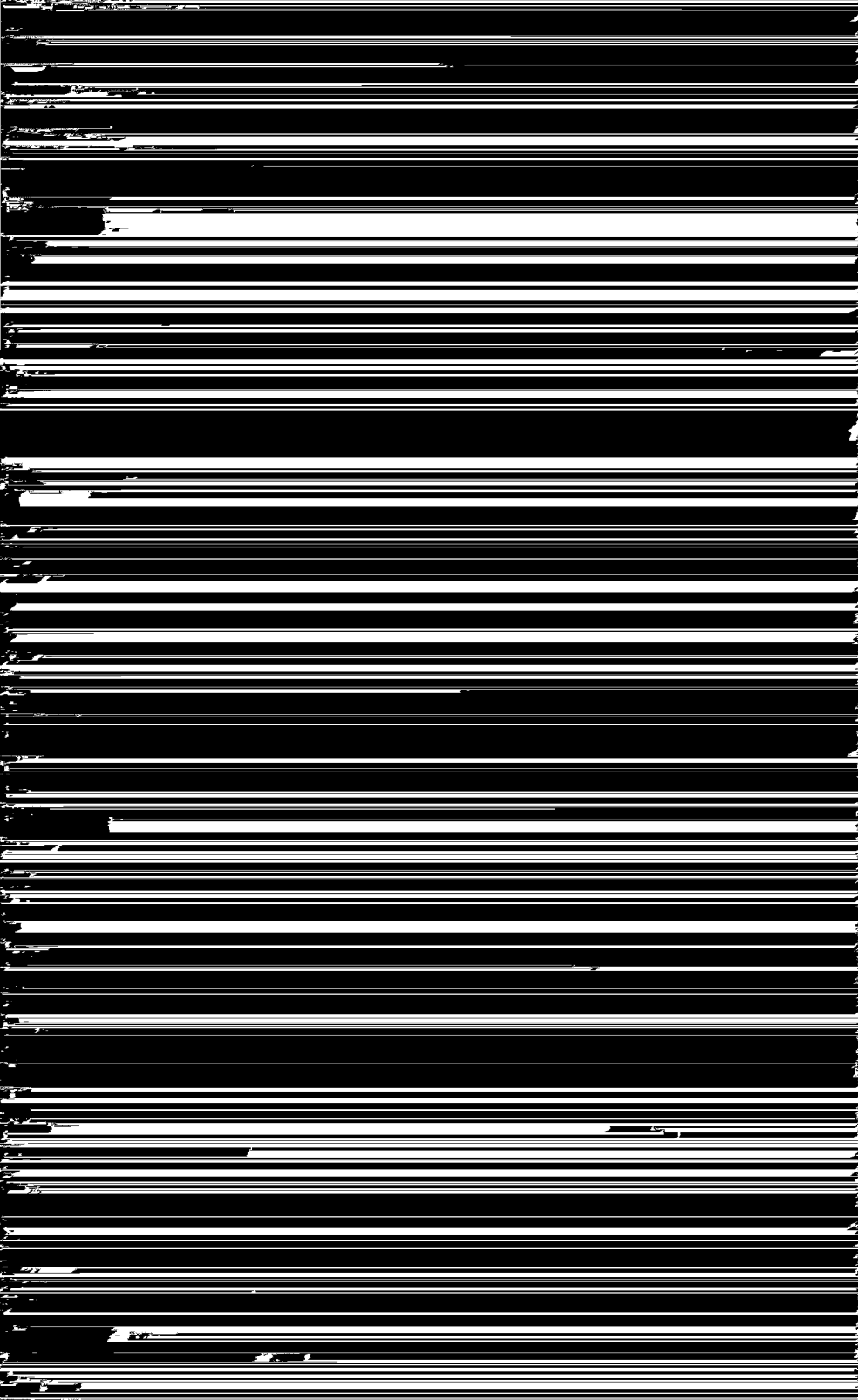


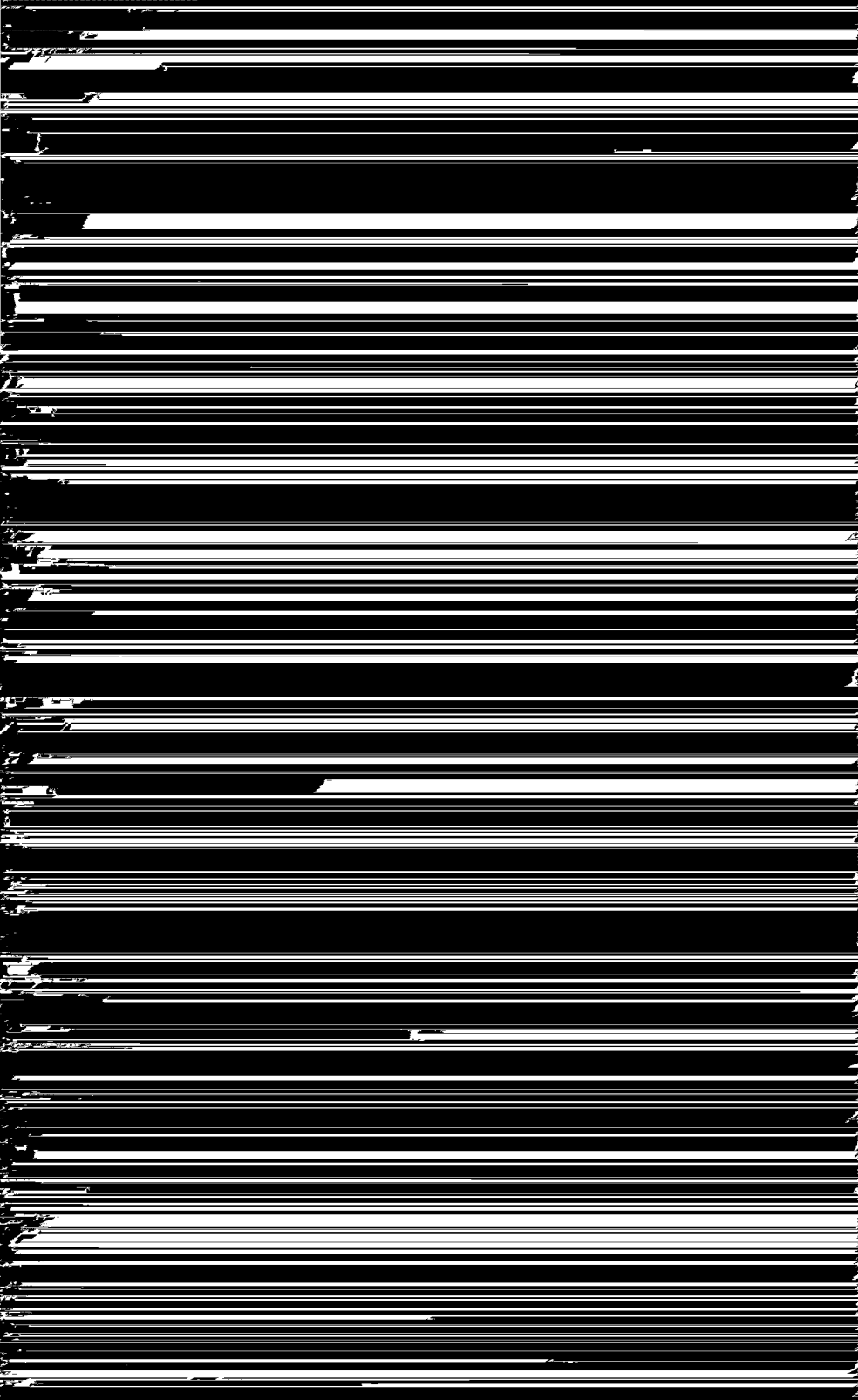
Fig. 50

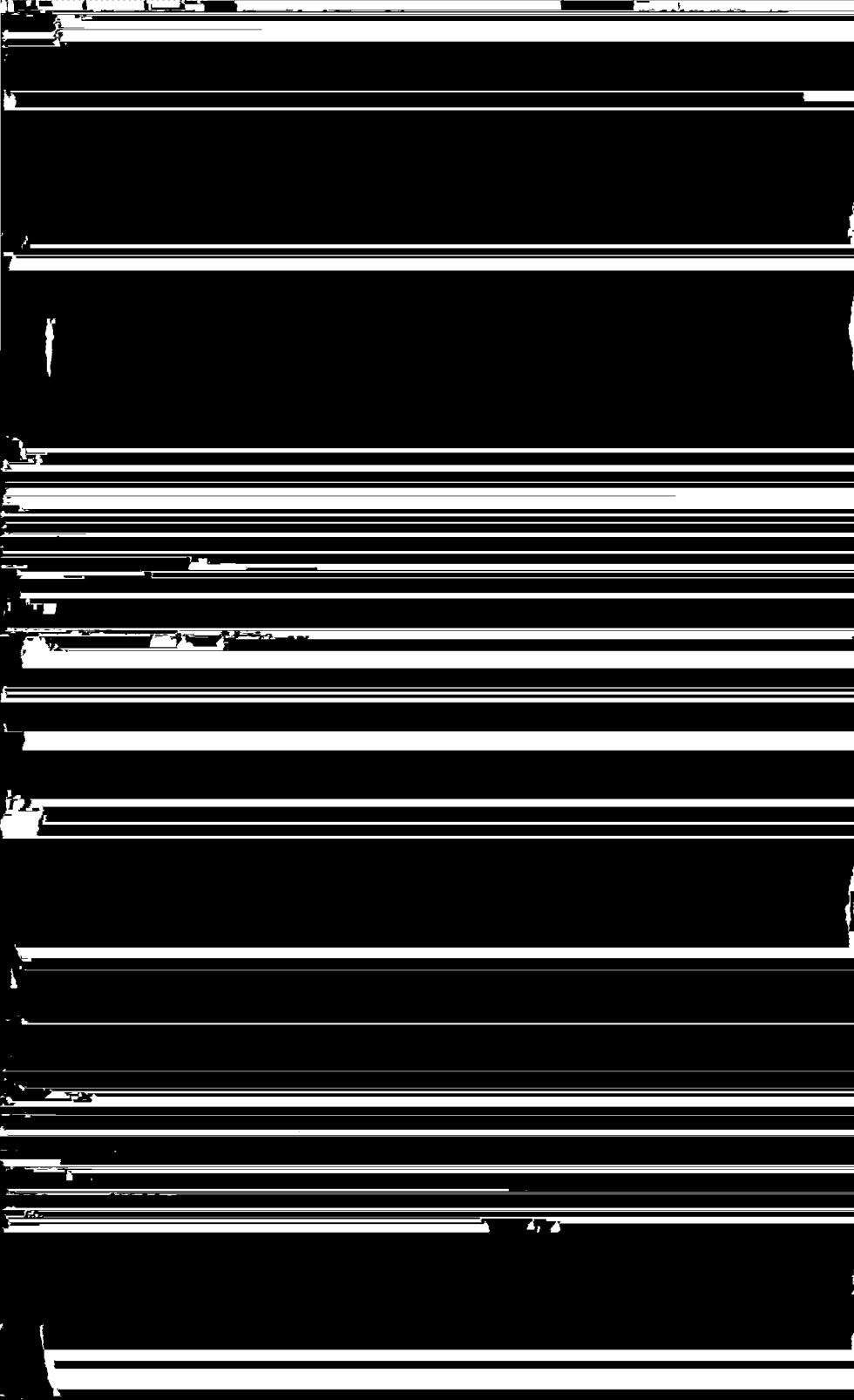
Een blik in de glasfabriek. In het midden van het platform bevindt zich de glasoven en hier omheen arbeiden de glasblazers, die ballons van verschillende vorm en grootte voor buizen en gloeilampen blazen.

§ 2. Huls van „Philite”

Het „Philite” is een kunstharsproduct, dat in den vorm van poeder met een bijmengsel van zaagsel of andere stoffen onder hooge temperatuur in hiervoor geschikte vormen wordt geperst. De hulzen voor de buizen worden uit dit materiaal vervaardigd. Fig. 52 toont een opname in de „Philite” fabriek met de groote persen.







kathode bij bepaalde typen buizen slechts enkele tienden millimeter bedraagt. Toch mag de kathode niet met de roosterwinding in aanraking komen, zelfs niet, als de vorm van deze windingen aan veranderingen is onderworpen, bijvoorbeeld door uitzetting, ten gevolge van de verwarming veroorzaakt door de verhitte kathode in de nabijheid.

Het wikkelen van het rooster geschiedt door automatische machines. De roostersteunen, die een dikte van ongeveer $3/4$ mm hebben, worden in den vorm van twee lange, parallel loopende draden toegevoerd. Om deze draden wikkelt de machine een spiraal, die nauwkeurig in daar-

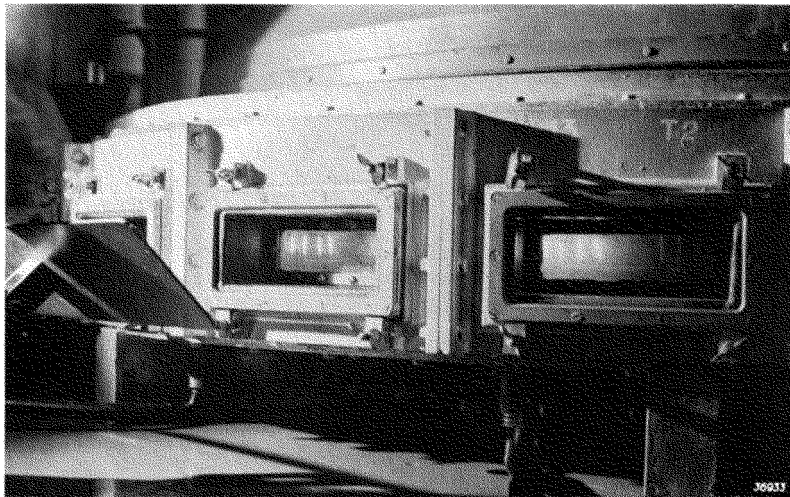


Fig. 55

Het verhitten van de voor indirect verhitte kathoden gewonden gloeidraden in een oven, ten einde de isoleerende laag op deze draden vast te bakken.

voor bestemde inkepingen in de parallel loopende draden wordt gelegd en ingeperst en daardoor duurzaam wordt bevestigd.

De roosters komen in lange reeksen uit de roosterwikkelmachine (zie fig. 57); door een aantal windingen met grooteren spoed zijn de afzonderlijke roosters van elkaar gescheiden. Deze windingen worden later met de roostersteunen op de juiste lengte van het rooster afgeknipt.

De roosters ondergaan, zooals zij van de wikkelmachine komen, eerst een bewerking voor het volledig strekken van de roostersteunen. Hiertoe worden deze roosters in een met gas gevulde buis gebracht, waarna hier, door middel van twee contacten, een elektrische stroom doorheen wordt gezonden. De roosters gaan dan gloeien en worden daarbij door een lichten trek gerekt, waardoor de roostersteunen volmaakt recht worden.

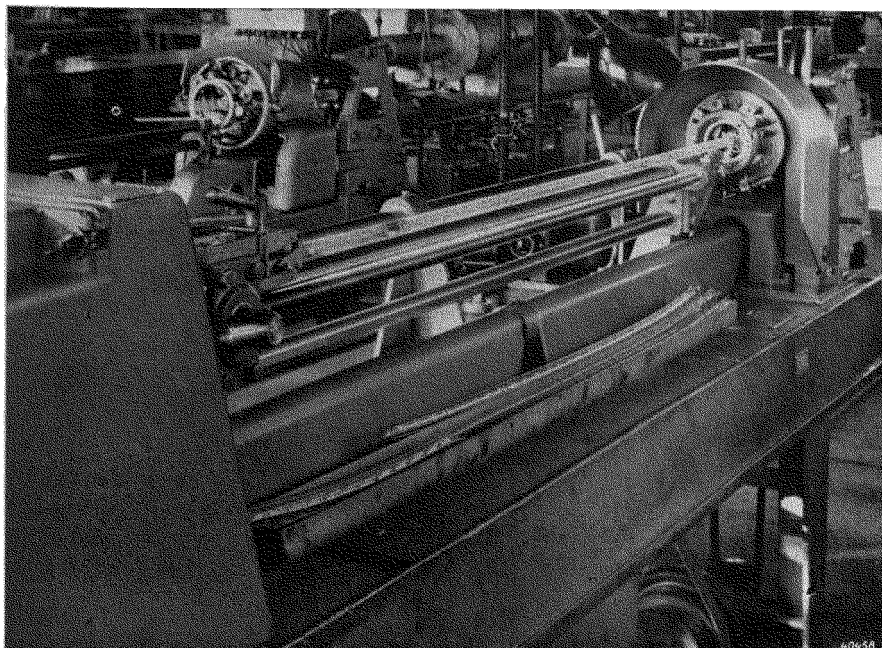


Fig. 56 Een roosterwikkelmachine. Op dergelijke machines worden roosters van elke gewenschte afmeting vervaardigd.

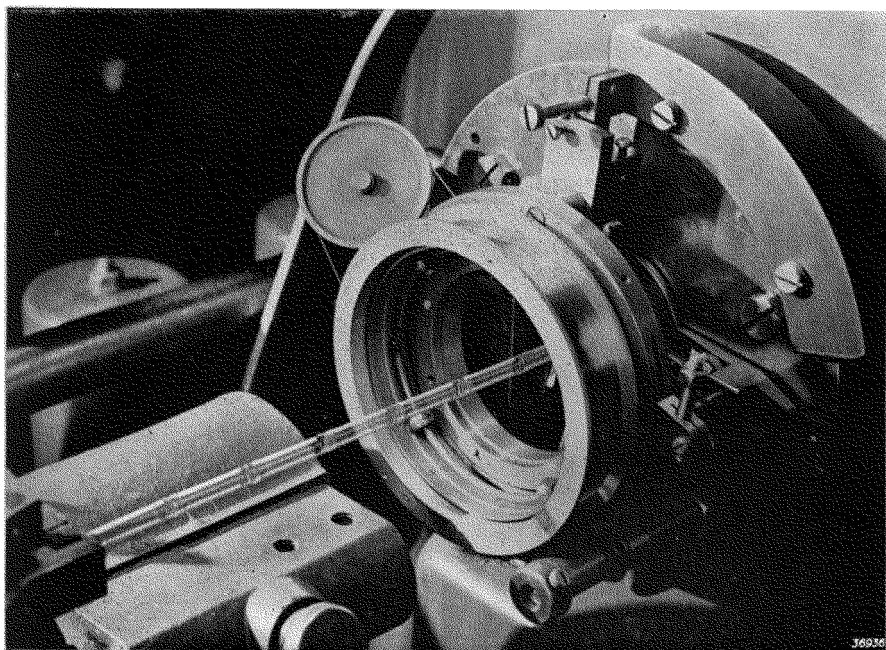


Fig. 57 Een roosterwikkelmachine van nabij gezien.







Fig. 64

Machine, waarop geperforeerde plaat uit massief bladmetaal wordt vervaardigd.

massief bladmetaal wordt vervaardigd.

§ 6. De vervaardiging van verdere onderdeelen

Zonder op elk detail in te gaan, zal, aan de hand van nog eenige fotografische opnamen, de vervaardiging van verdere onderdeelen in het kort worden aangegeven. Zoo toont fig. 65 een machine, die den kneep met de doorvoerdraden vervaardigt.

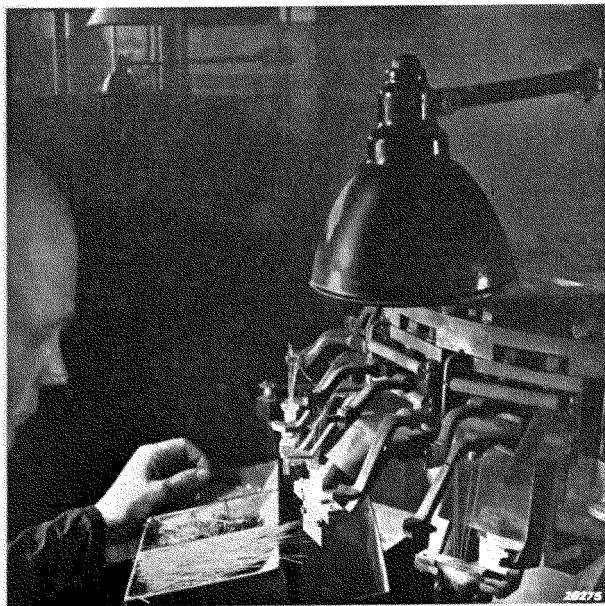
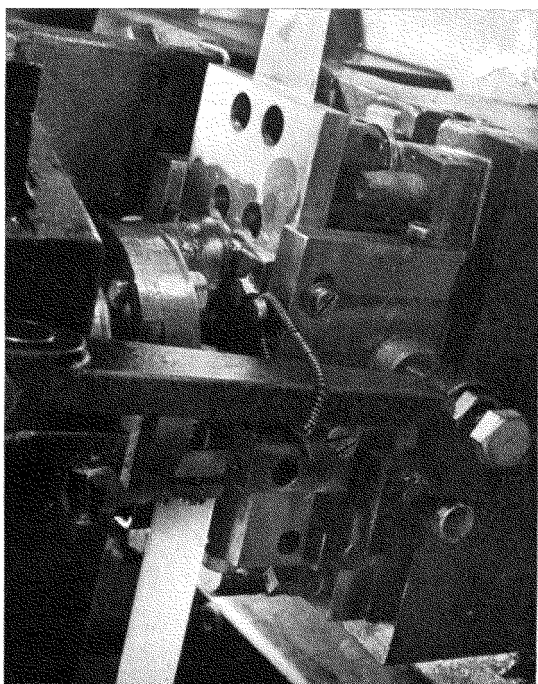
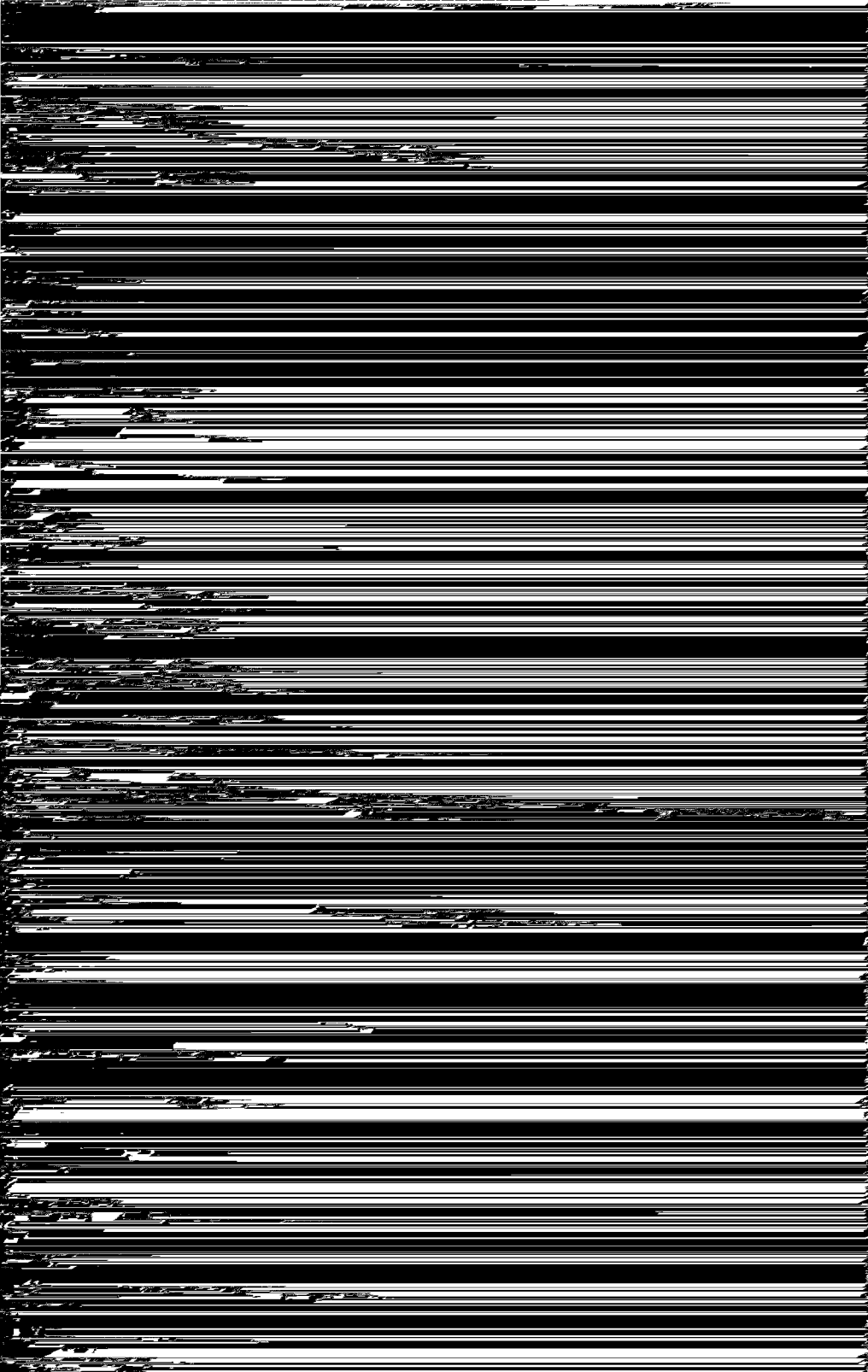
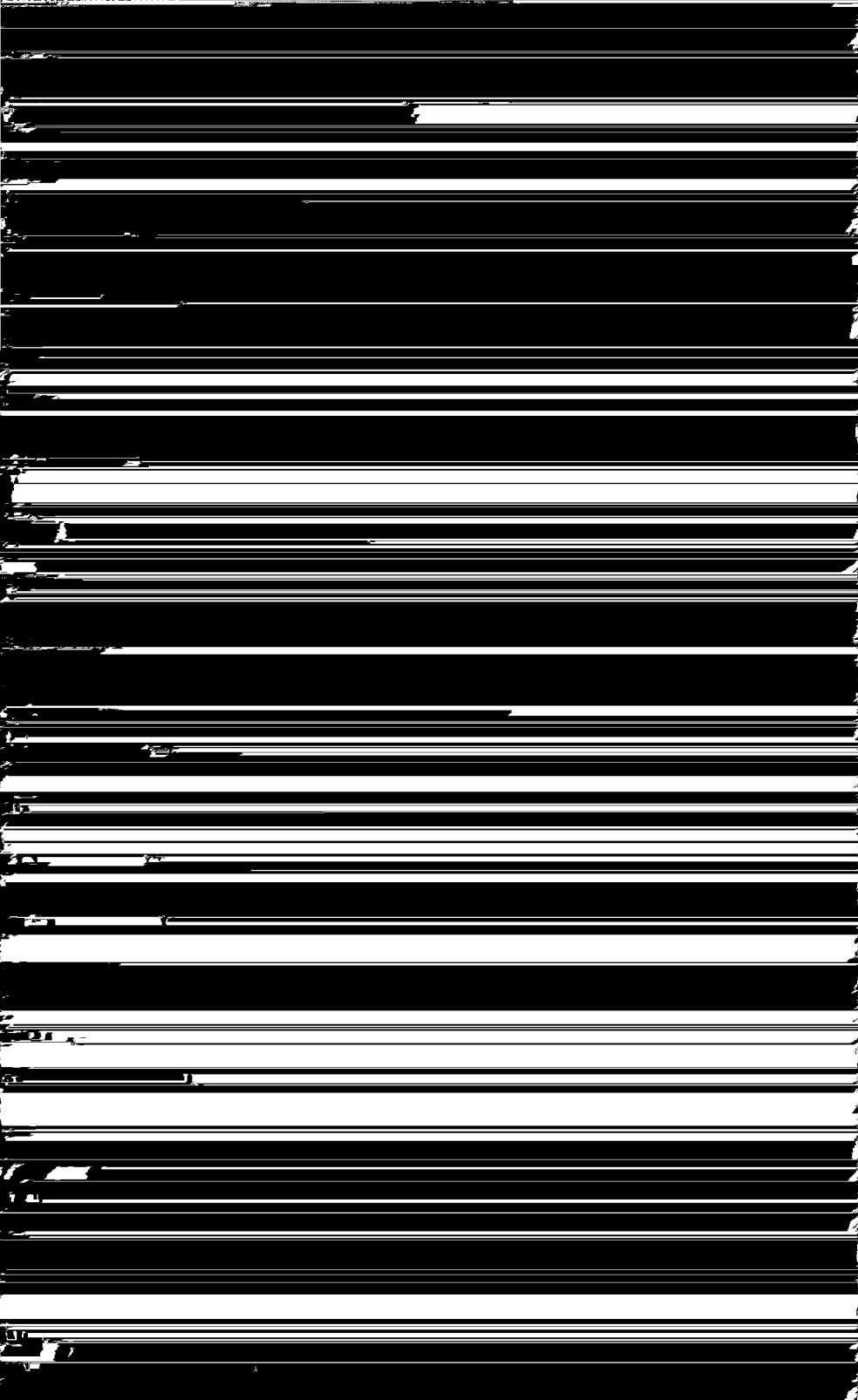
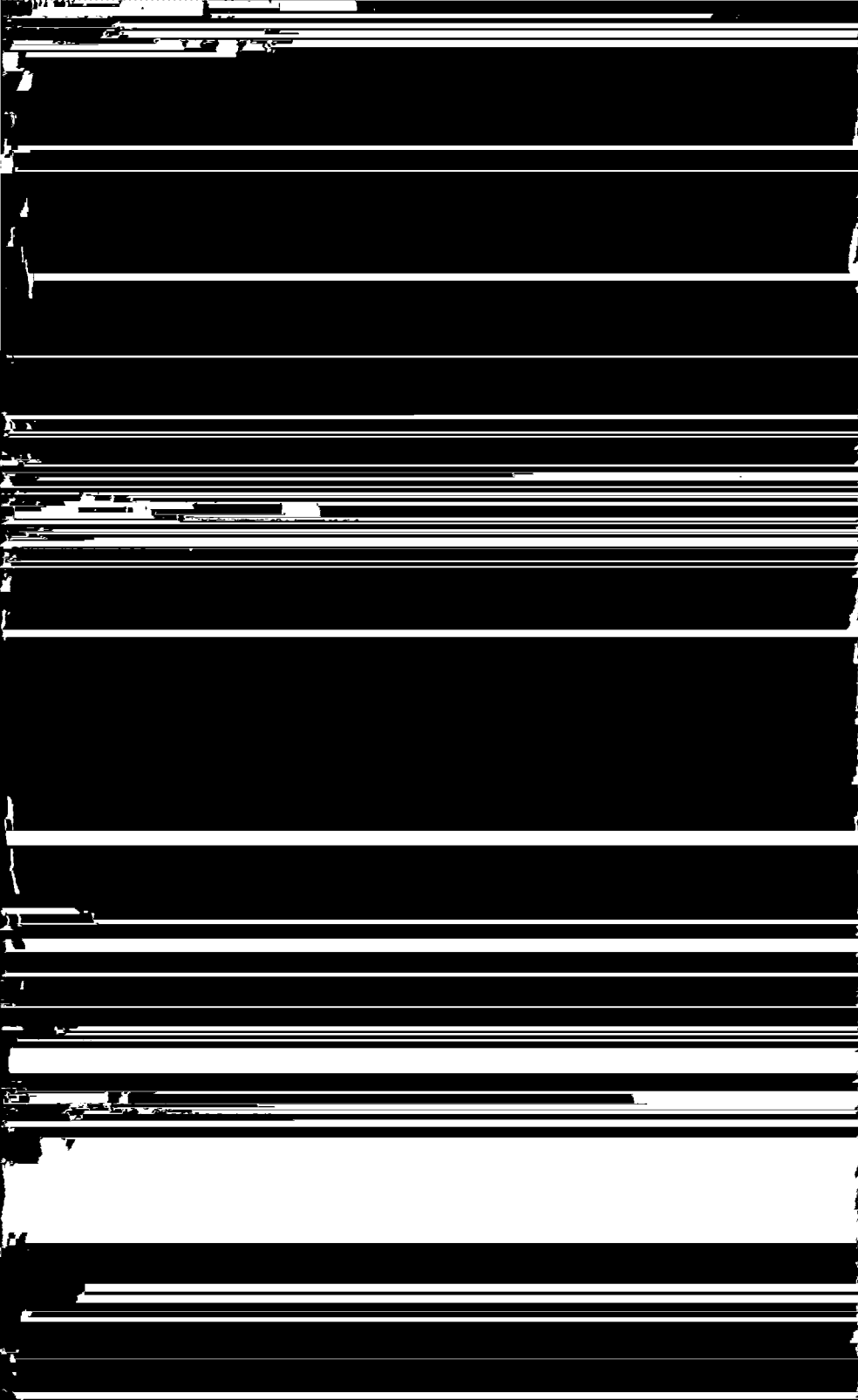


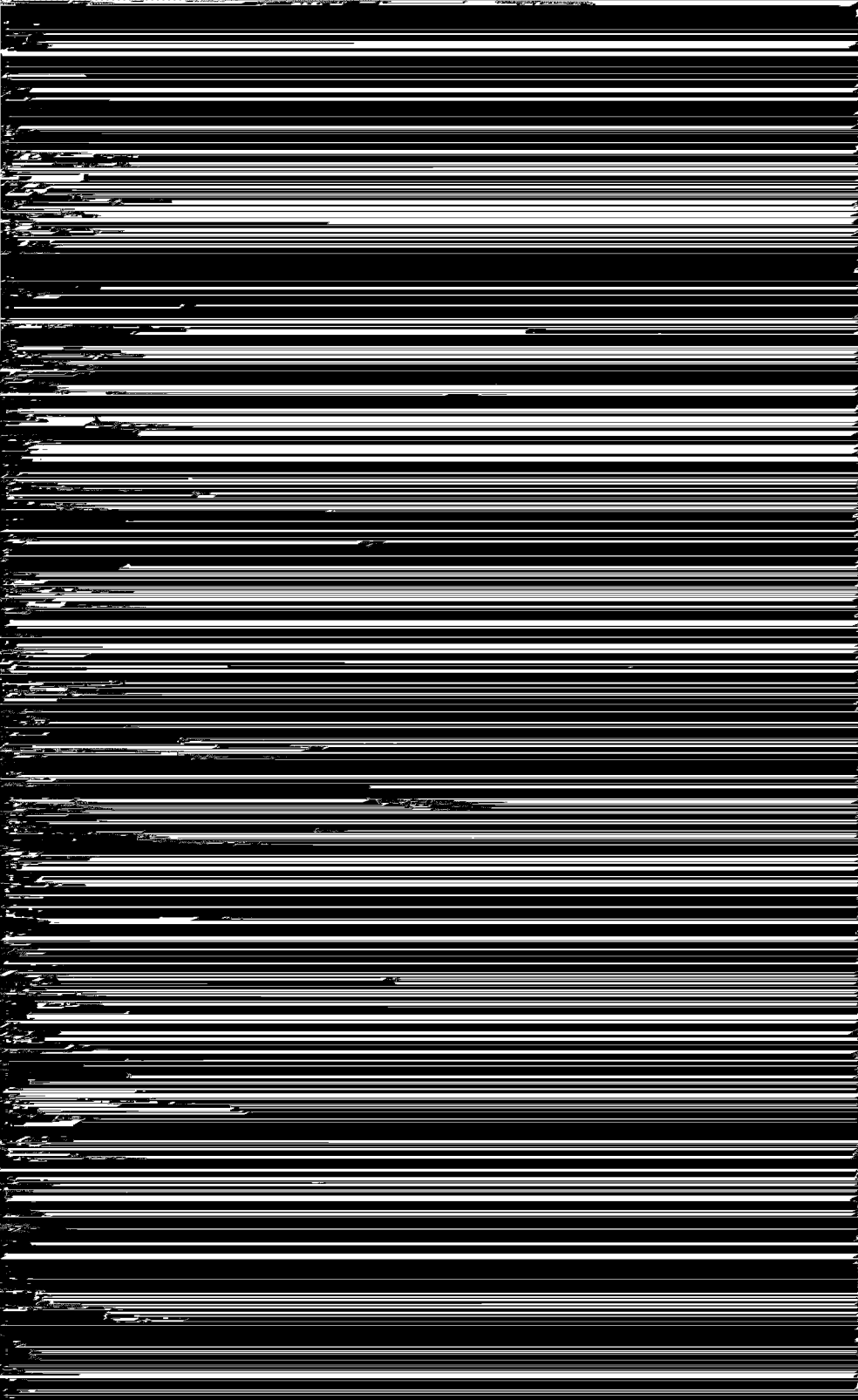
Fig. 65 Fabricage van den kneep met doorvoerdraadjes, draagsteunen en den pompstengel.

Het glas voor de kneepen komt in den vorm van lange buizen uit de Philips glasfabriek; deze worden op de juiste lengte gesneden en vervolgens, na door gasvlammen te zijn verhit, door deze machine tot kneepen geperst. Het eene einde van de glazen buizen wordt in warmen toestand om de doorvoerdraden samengedrukt, terwijl het andere einde tot een flens wordt geplet. Tijdens de vervaardiging wordt









lon en de bodem op een speciale lasmachine door een sterken electrischen stroom aan elkaar gelascht.

Bij glazen buizen met stuurroosteraansluiting op den ballon, wordt de toevoerdraad van het stuurrooster door het glazen tuitje op den ballon getrokken, waarna het tuitje om den draad wordt vastgesmolten.

Op deze wijze ontstaat de ingesmolten buis, waaruit onderaan, en eventueel ook bovenaan, de aansluitdraden van de electroden steken en waaraan zich aan de onderzijde nog de pompstengel bevindt.



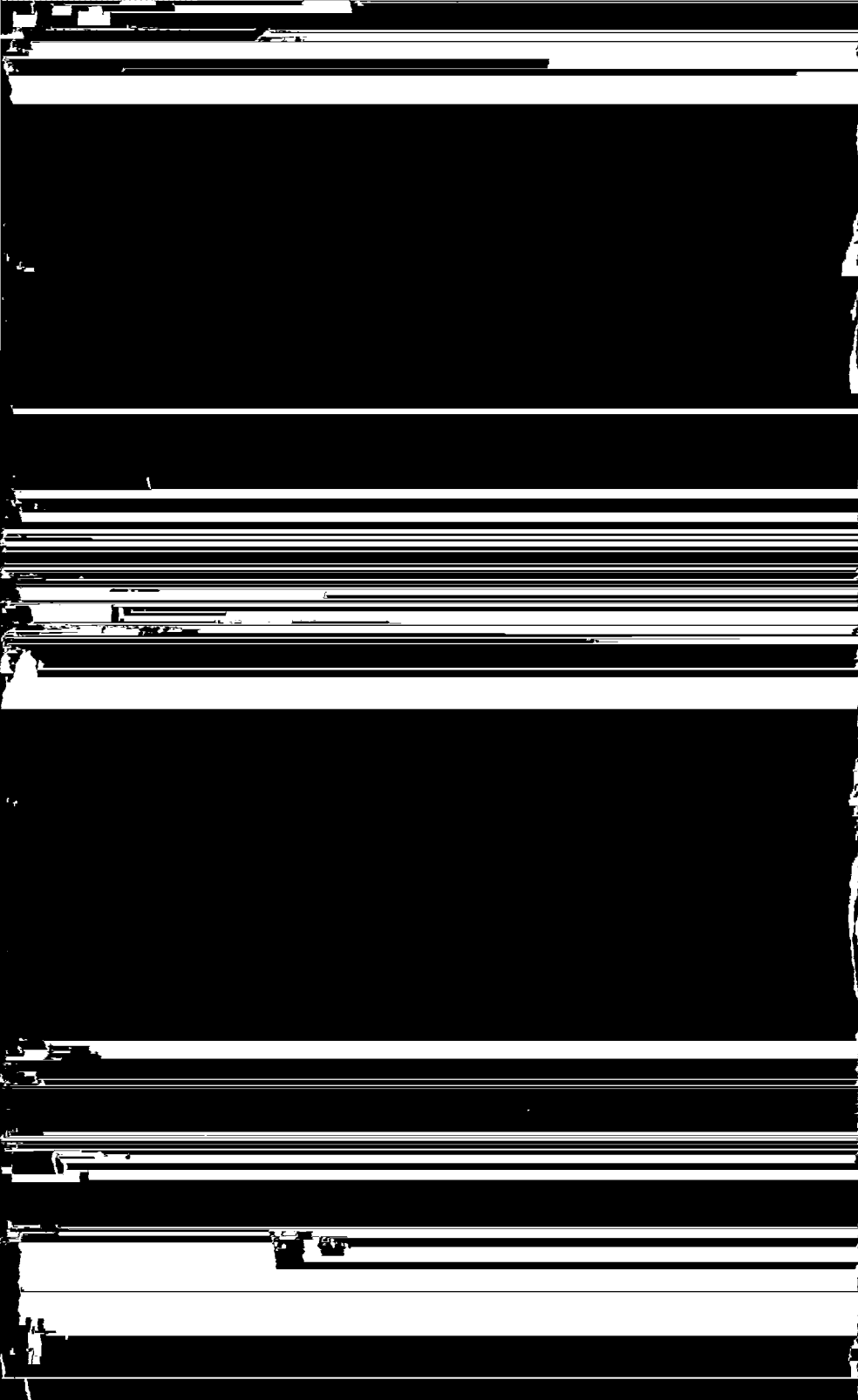
Fig. 75

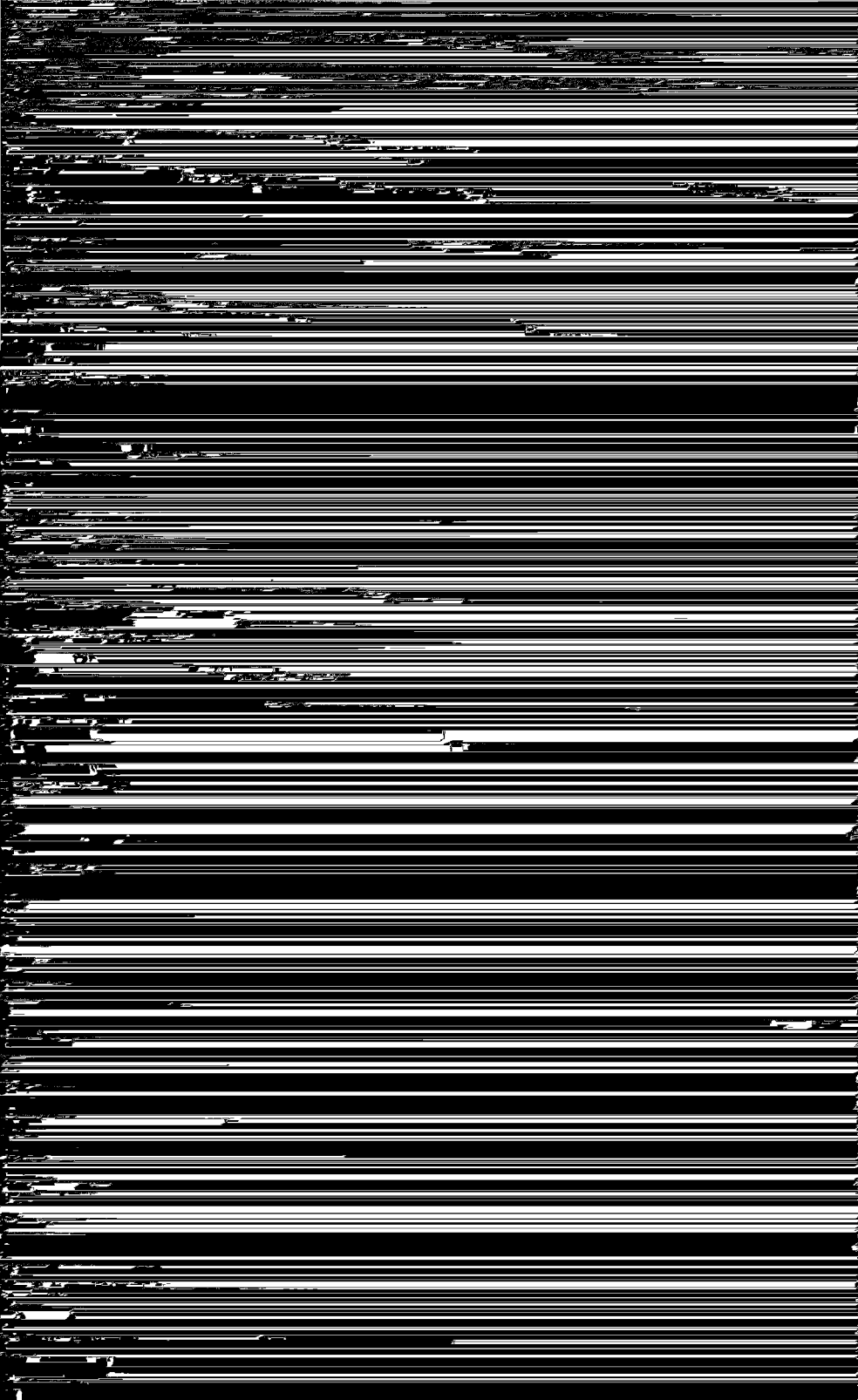
Montage van het bovenste mica plaatje. Op den voorgrond electrodensystemen, die, op de anode na, compleet zijn.

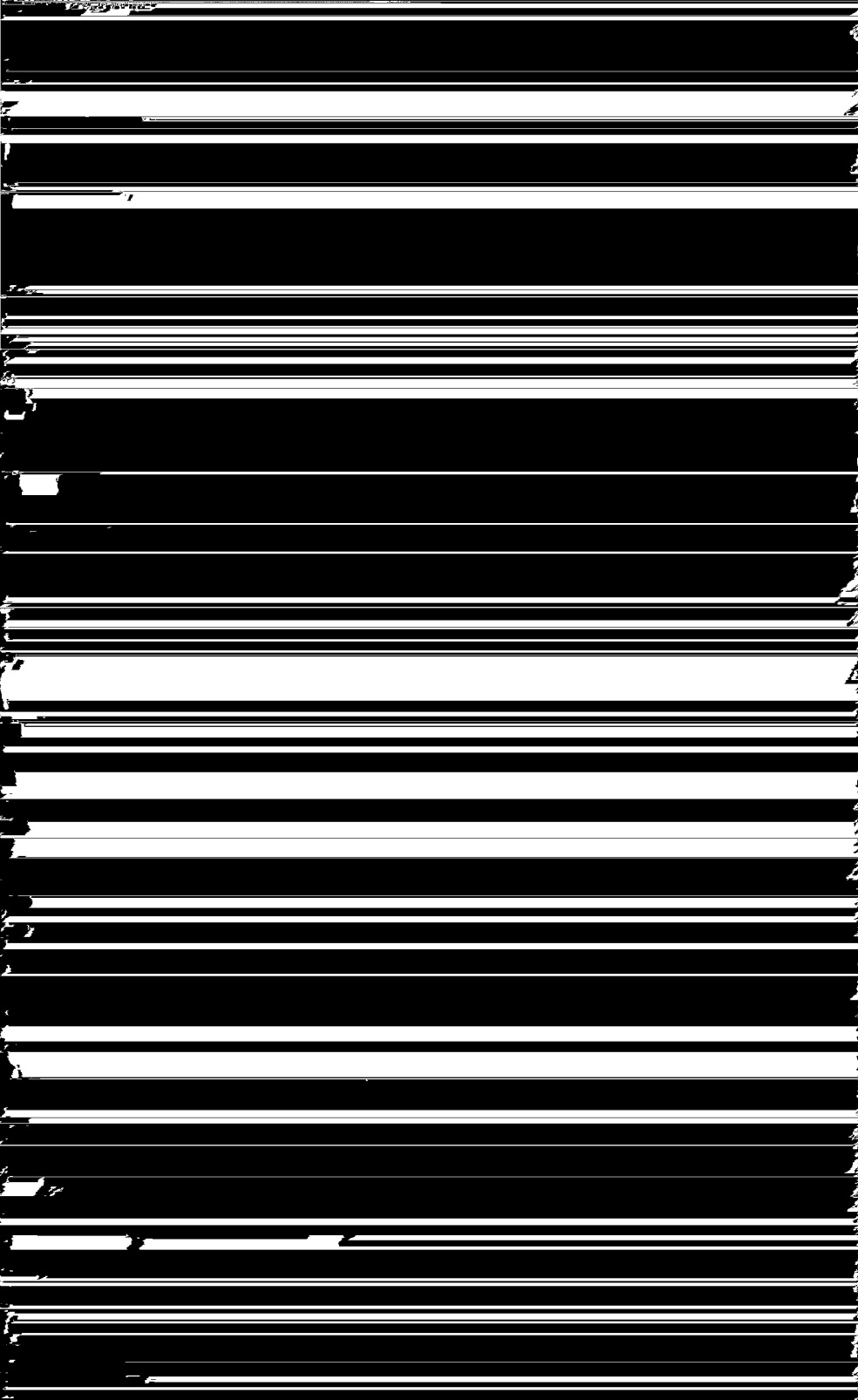
buis, waardoor deze op hooge temperatuur worden gebracht. Bij de „stalen” buizen kan deze methode, in verband met de afschermende werking van den ijzeren ballon, niet worden toegepast. Het uitgloeien van de metalen, die zich in deze buizen bevinden, geschiedt door den mantel van den ijzeren ballon met behulp van gasvlammen geelgloeidend te verhitten. Daarbij komen de inwendige deelen op zulke hooge temperaturen, dat de gassen, die zich hierin bevinden, vrij komen.

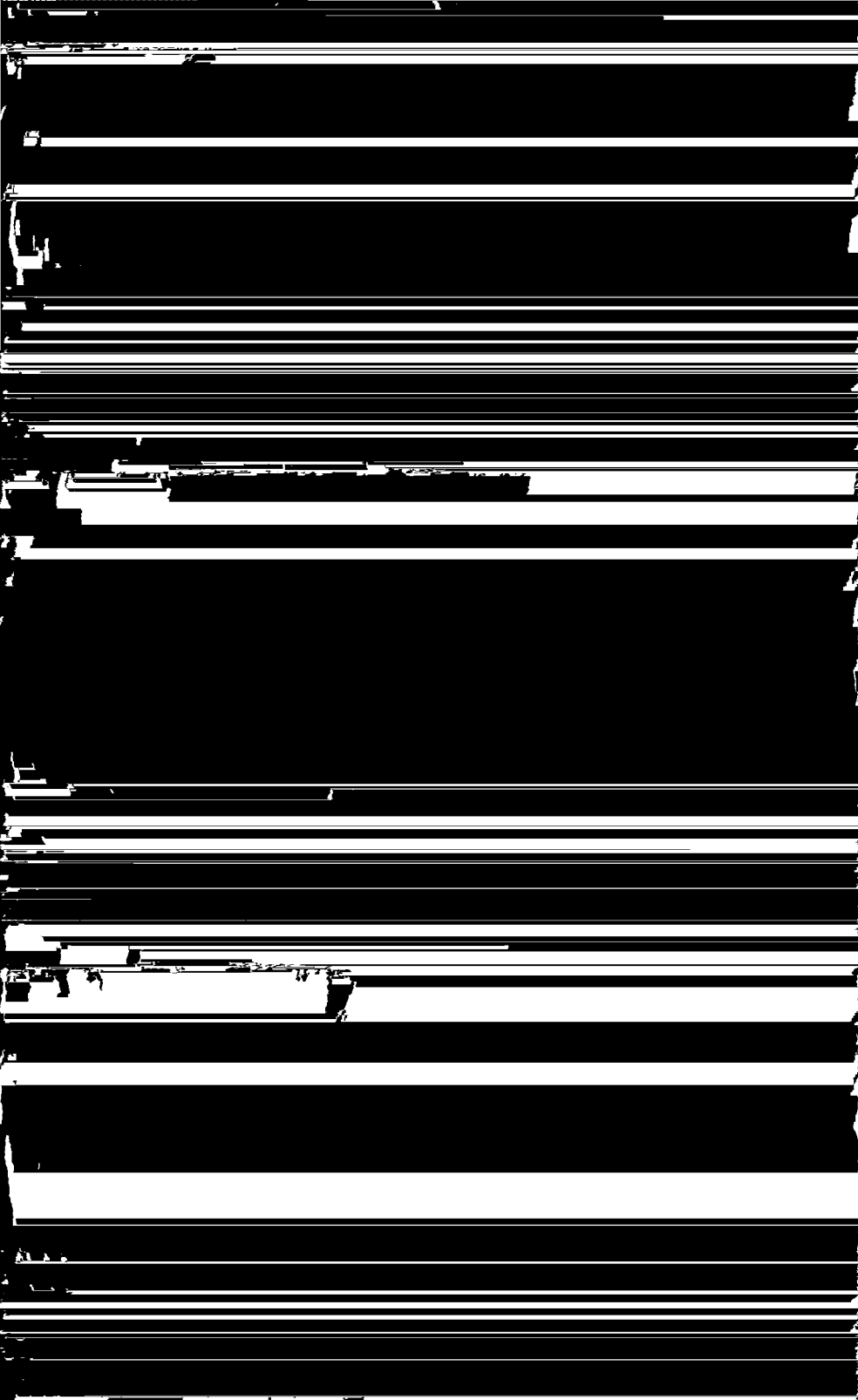
Op dezelfde machine worden de buizen luchtledig gepompt. Door den pompstengel wordt de in de buis achtergebleven lucht weggezogen. Gelijktijdig worden de electroden en andere metalen onderdeelen in het inwendige van de buis uitgloeid. De gassen, die eventueel nog in de metalen en andere deelen zijn achtergebleven, worden door de hooge temperaturen bevrijd en kunnen tijdens het pompen mede worden weggezogen.

Dit uitgloeien geschiedt bij de glazen buizen door een spoel, die automatisch om den ballon wordt geplaatst en waar een H.F. stroom doorheen vloeit; deze stroom induceert H.F. wisselstromen in de metalen deelen van de









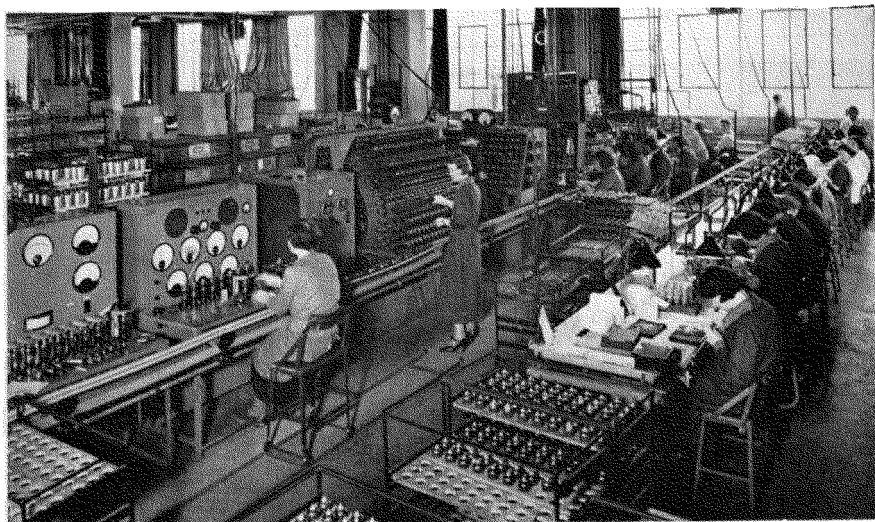


Fig. 82

Een overzicht van de montage van radiobuizen met de eerste contrôle ervan, die direct na de montage, het pompen en het uitbranden wordt verricht.

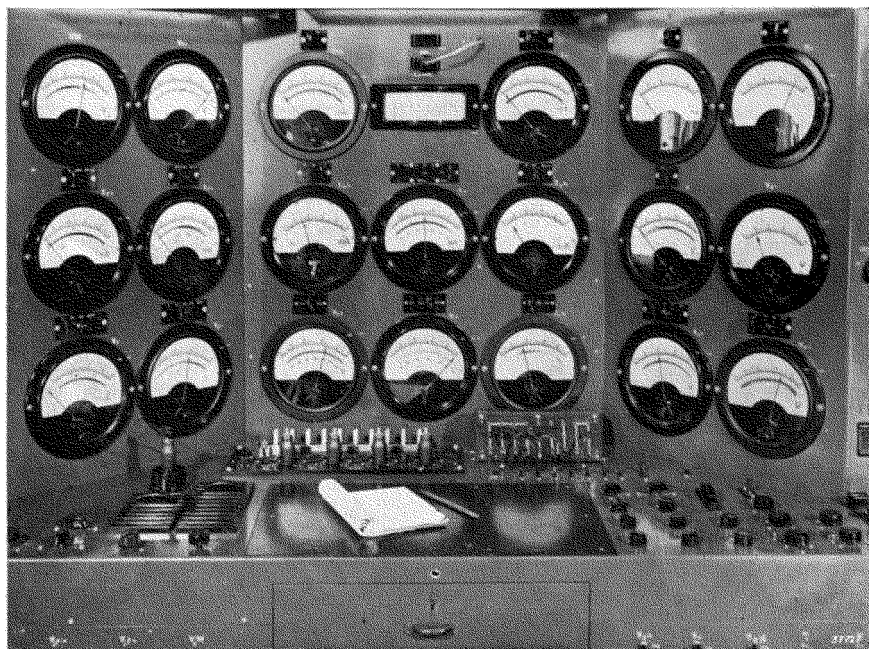
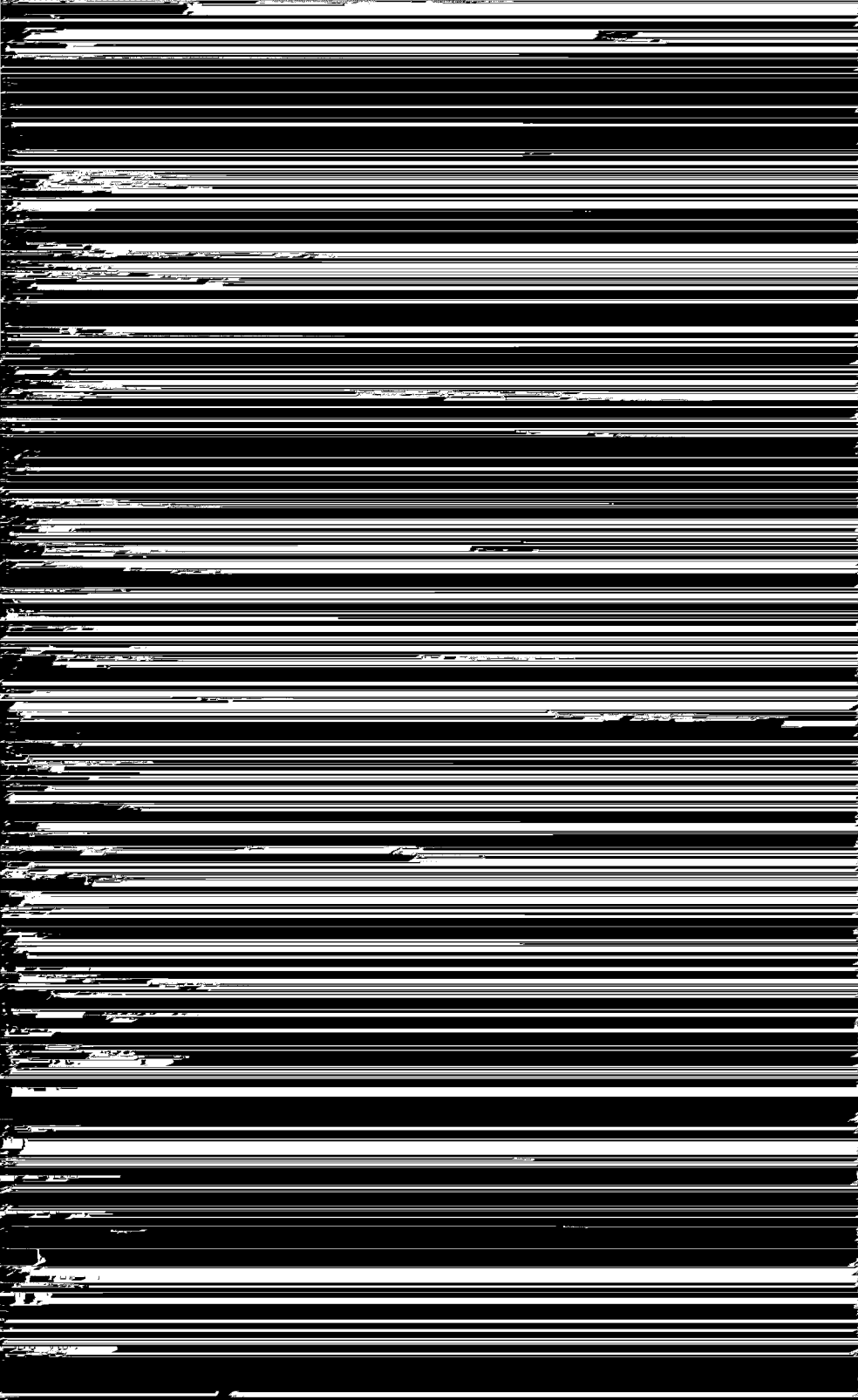
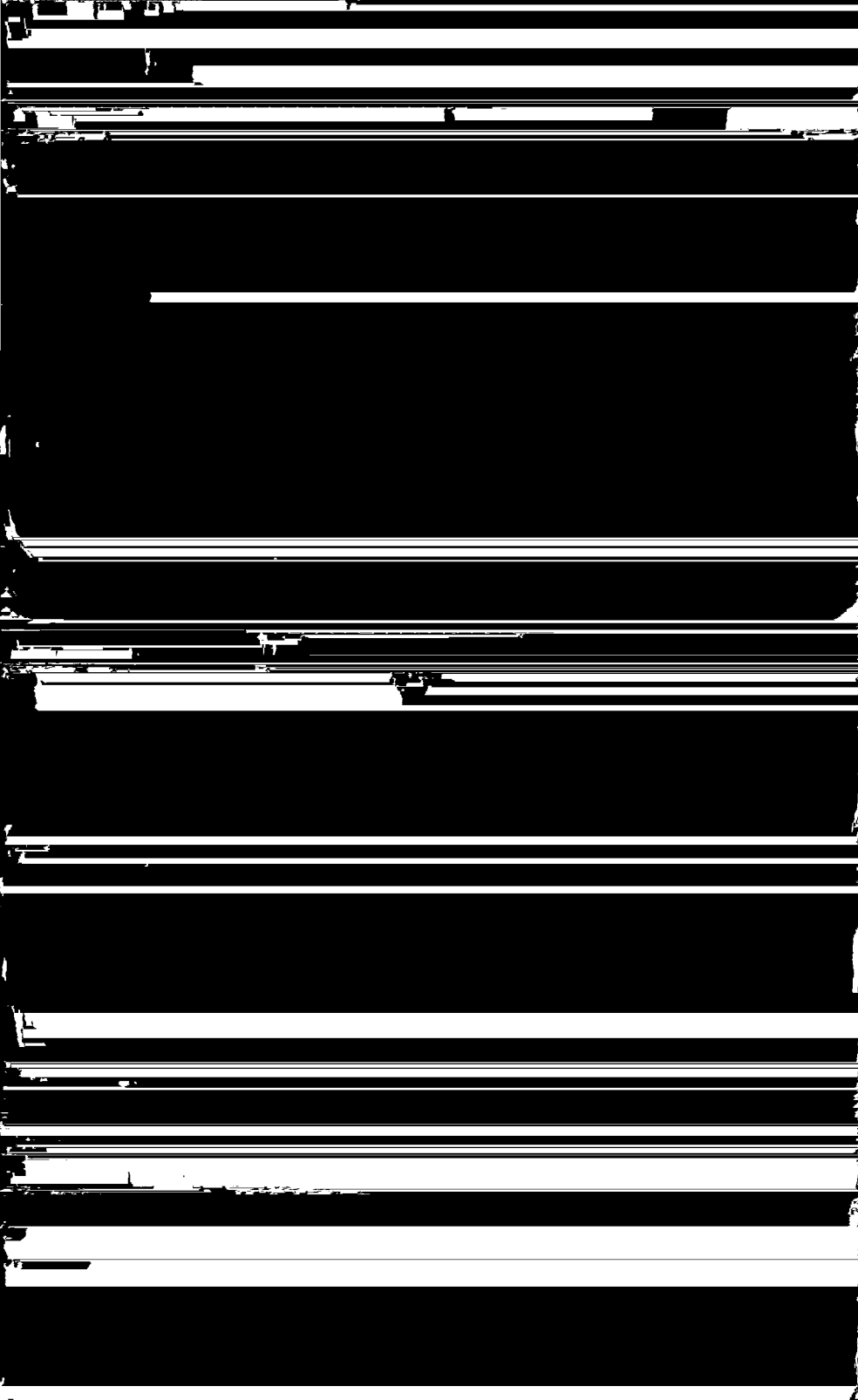


Fig. 83

Meetlessenaar, waarop men alle noodzakelijke spanningen en stroomen der buizen kan meten. De te meten buis bevindt zich voor het linker paneel, terwijl in het midden andere buizen worden voorverwarmd.





spraak door microfoons in elektrische trillingen omgezet. De amplituden van deze elektrische trillingen dienen evenredig te zijn met de geluidsterkte, hun frequenties gelijk aan de frequenties en harmonischen, welke in de acoustische trillingen aanwezig zijn. Deze elektrische trillingen komen dus met de acoustische trillingen overeen en worden in het ontvangtoestel door **detectie** (gelijkrichting) van de hoogfrequente golf weer te voorschijn geroepen, waarna zij door den luidspreker in acoustische trillingen worden omgezet. De acoustische trillingen liggen ongeveer tussen 40 en 10 000 Hz (hoorbaar gebied), zoodat ook de **laagfrequente trillingen**, die de **hoogfrequente trilling van de draaggolf** moduleeren, binnen dit gebied liggen.

Bij de overbrenging van beelden (beeldtelegrafie en televisieuitzendingen) worden deze punt voor punt afgetast en zet een hiervoor bestemde inrichting de helderheid van elk punt in een spanning om, die evenredig is met de helderheid. Deze spanning moduleert een H.F. draaggolf¹⁾ en wordt in het televisie-ontvangtoestel weer als elektrische spanning te voorschijn geroepen, om op het scherm van een kathodestraalbuis als een punt van bepaalde helderheid te worden weergegeven.

Een hoogfrequente spanning, die als functie van den tijd sinusvormig verloopt, kan, zooals bekend, worden voorgesteld door de formule

$$(1) \quad v = V_0 \cos (\omega t + \varphi),$$

waarin:

v = momenteele waarde van de spanning,

V_0 = amplitude van de spanning,

ω = cirkelfrequentie van de trilling = $2 \pi f$ (f = aantal perioden per seconde),

t = tijd in seconden,

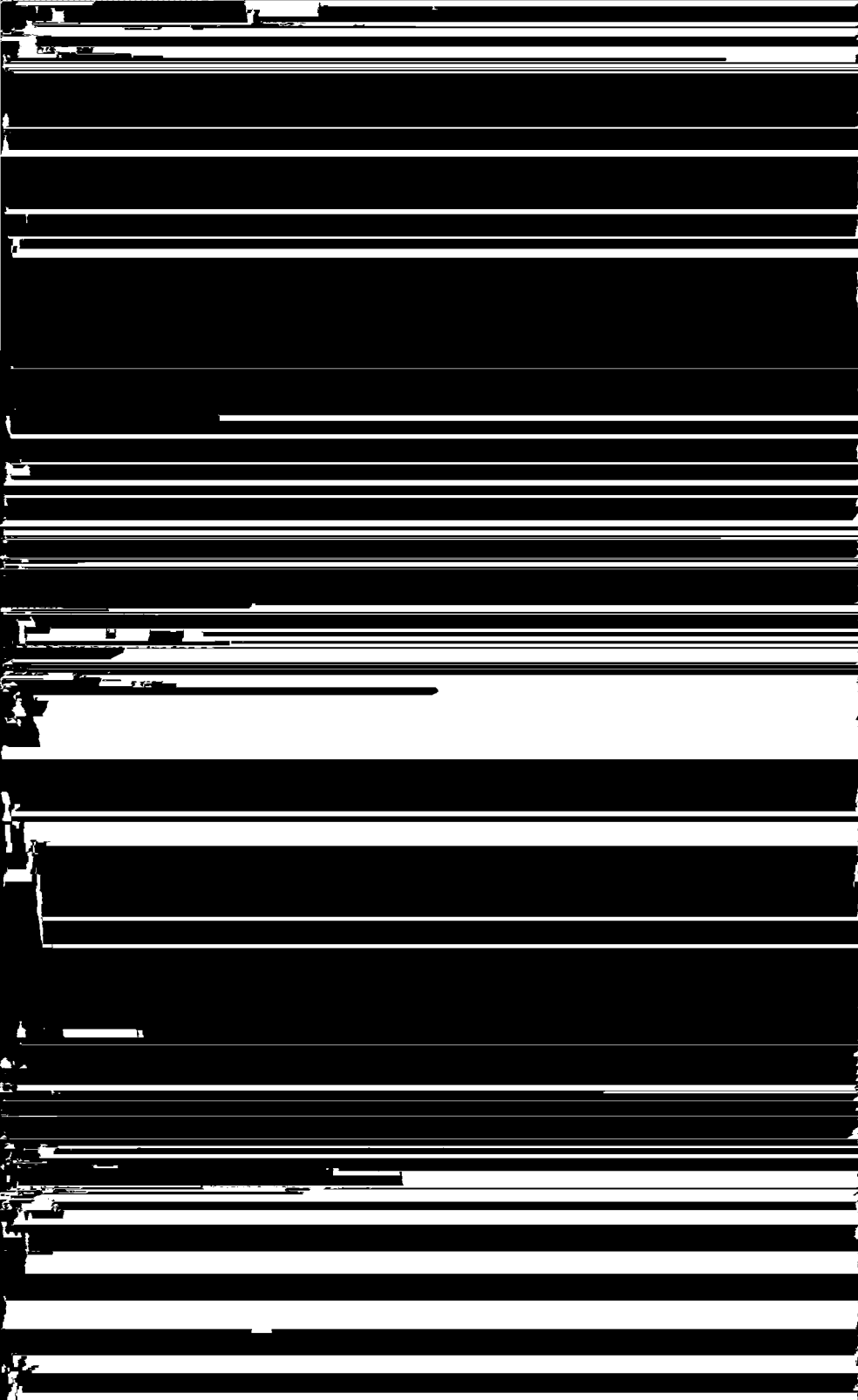
φ = fasehoek.

Stelt men het begin van den tijd bij $v = V_0$, dan wordt de formule (1) vereenvoudigd tot:

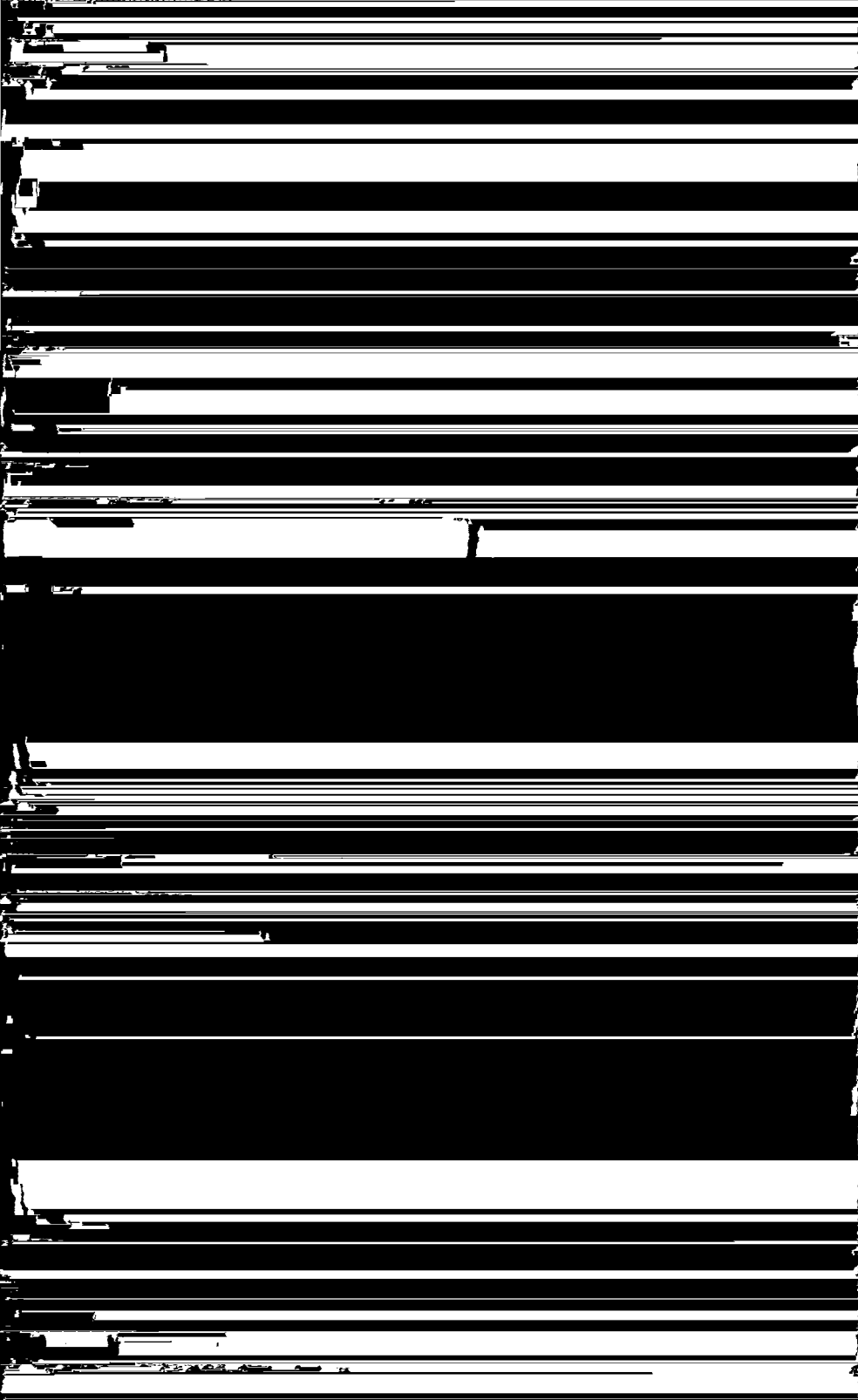
$$(2) \quad v = V_0 \cos \omega t.$$

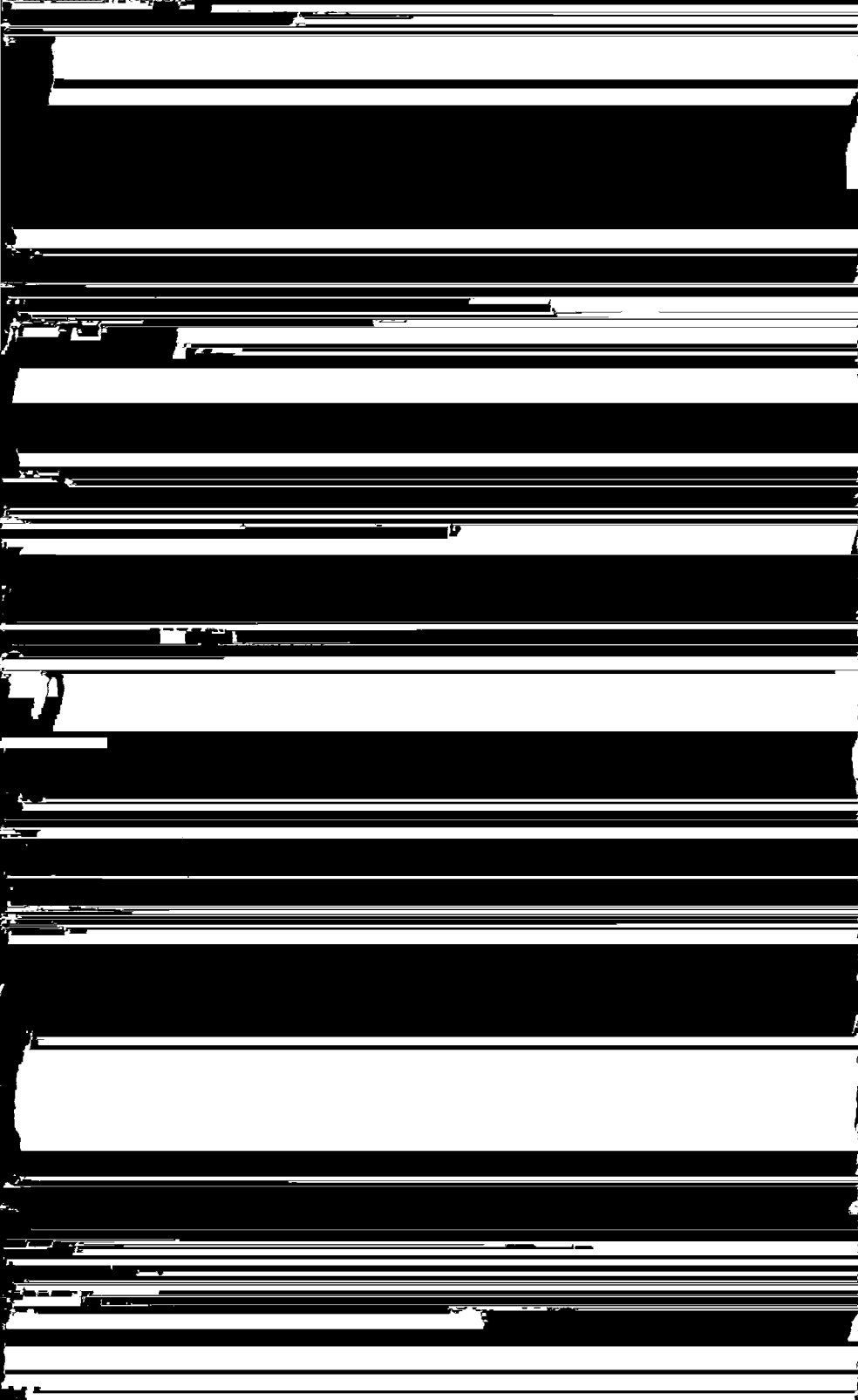
Uit deze formule blijkt, dat er twee mogelijkheden zijn, deze H.F. spanning door een L. F. spanning te moduleeren, en wel door de amplitude V_0 of de frequentie ω te beïnvloeden. In het eerste geval spreekt men van **amplitudemodulatie**, in het tweede geval van **frequentie- of fasemodulatie**.

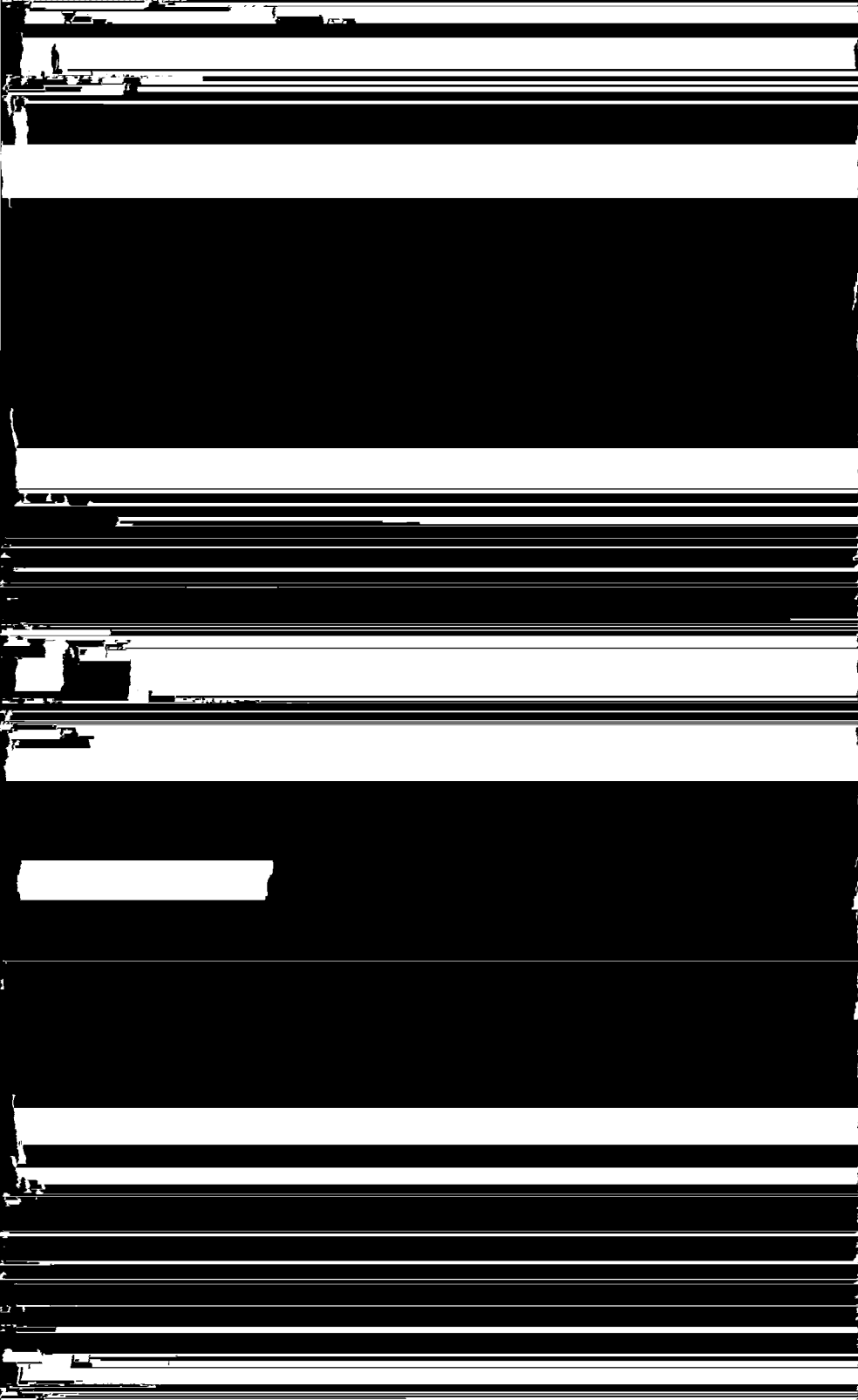
¹⁾ De afkortingen H.F., M.F. en L.F. hebben betrekking op hoogfrequent, middenfrequent en laagfrequent.

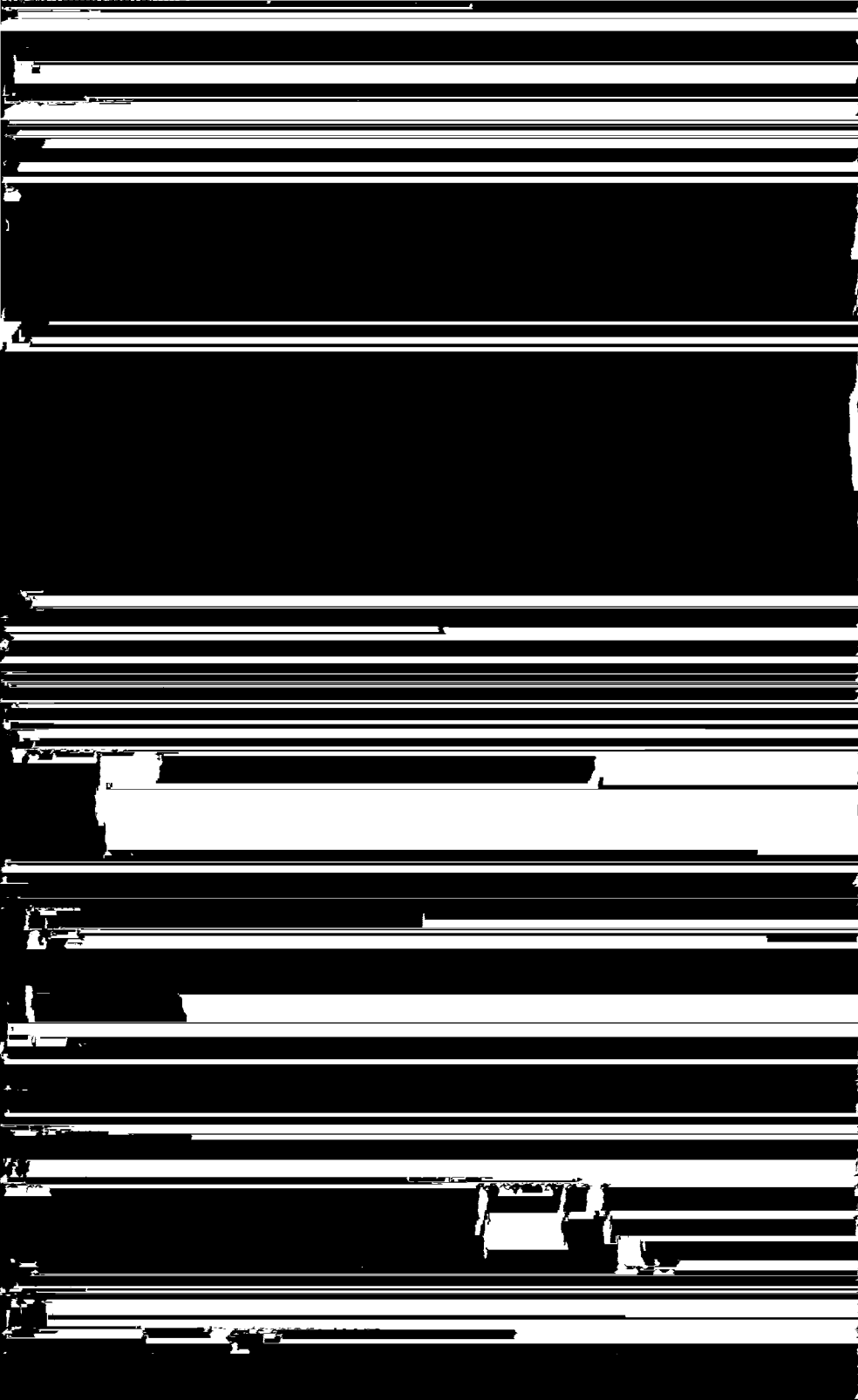




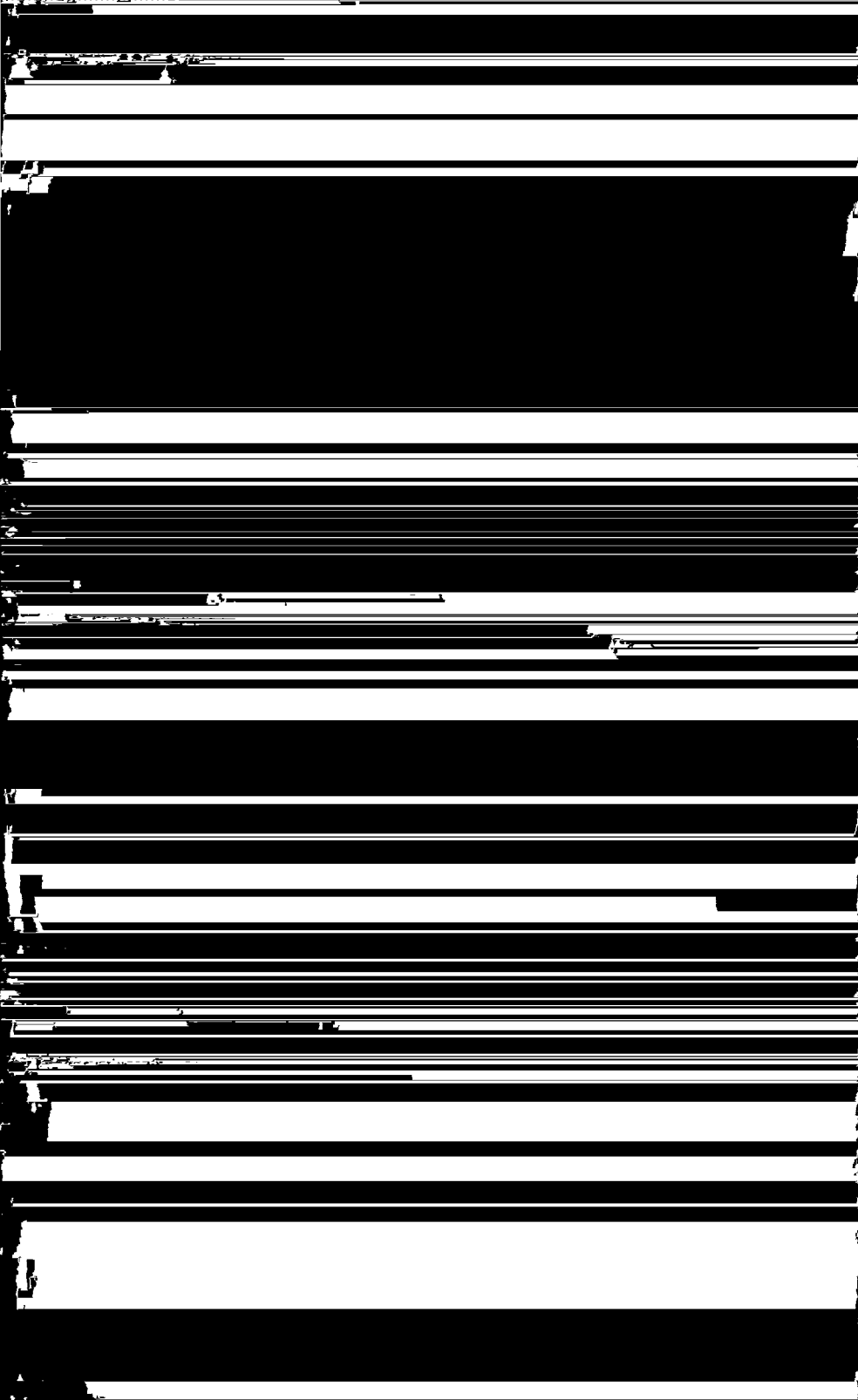


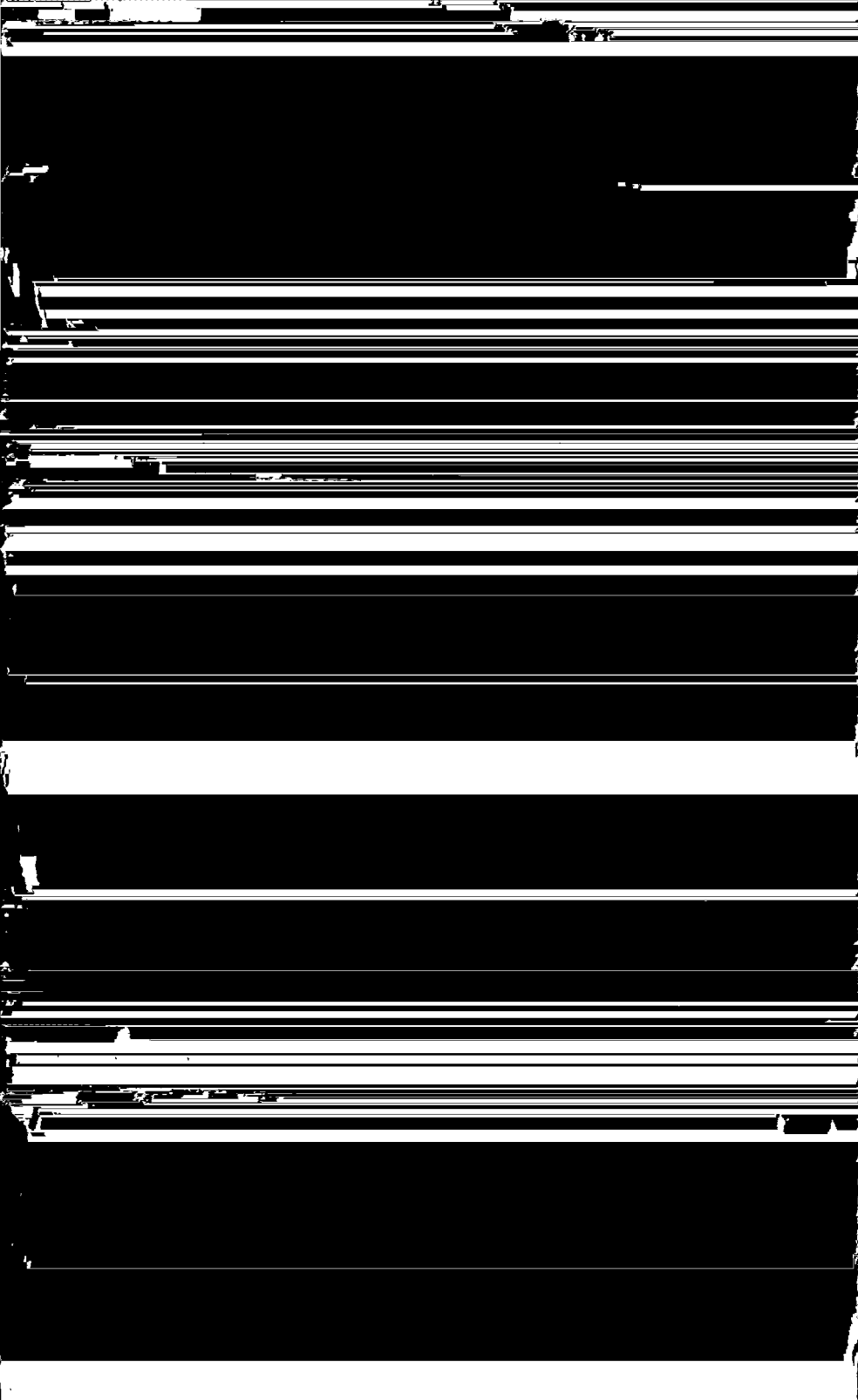


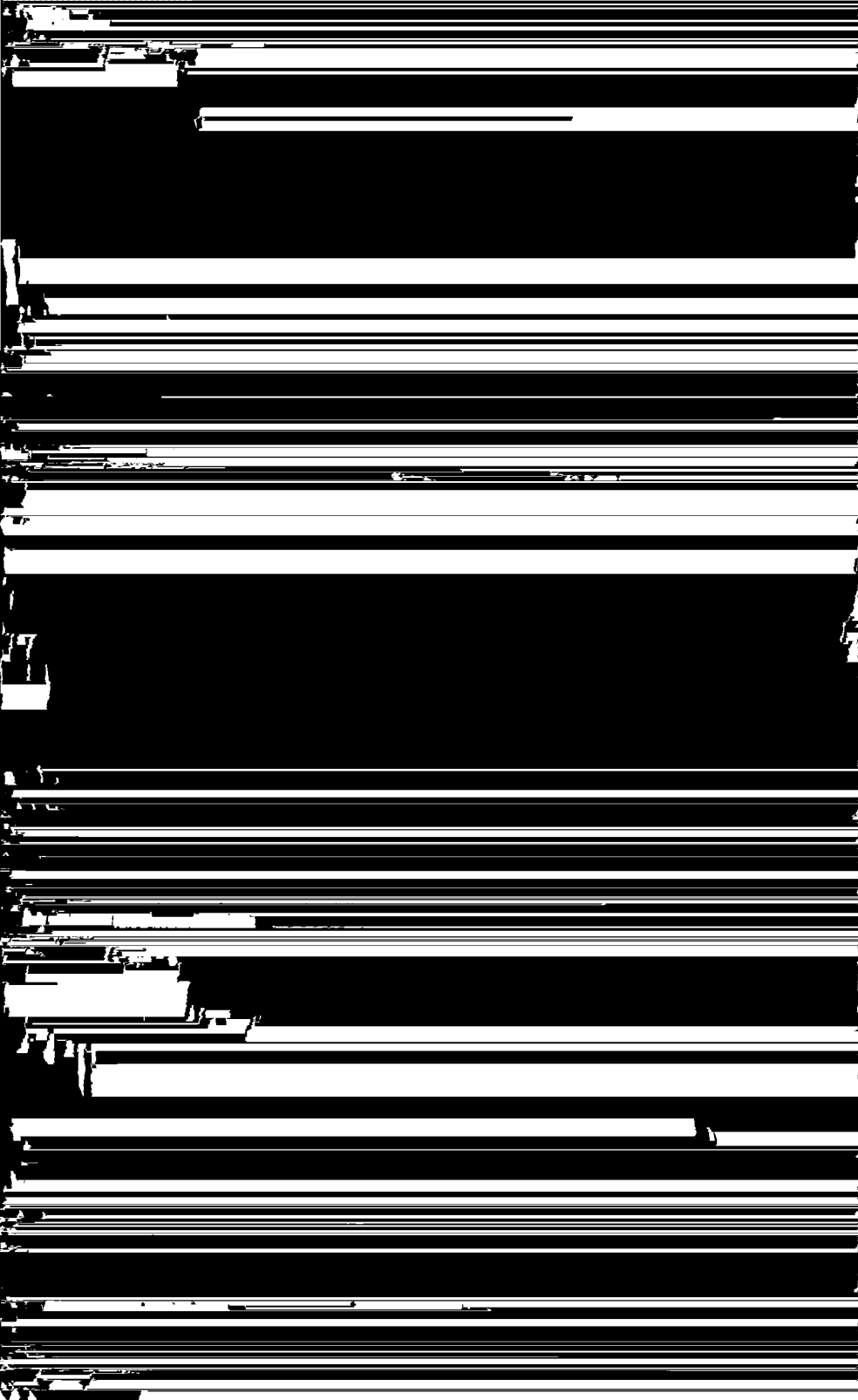








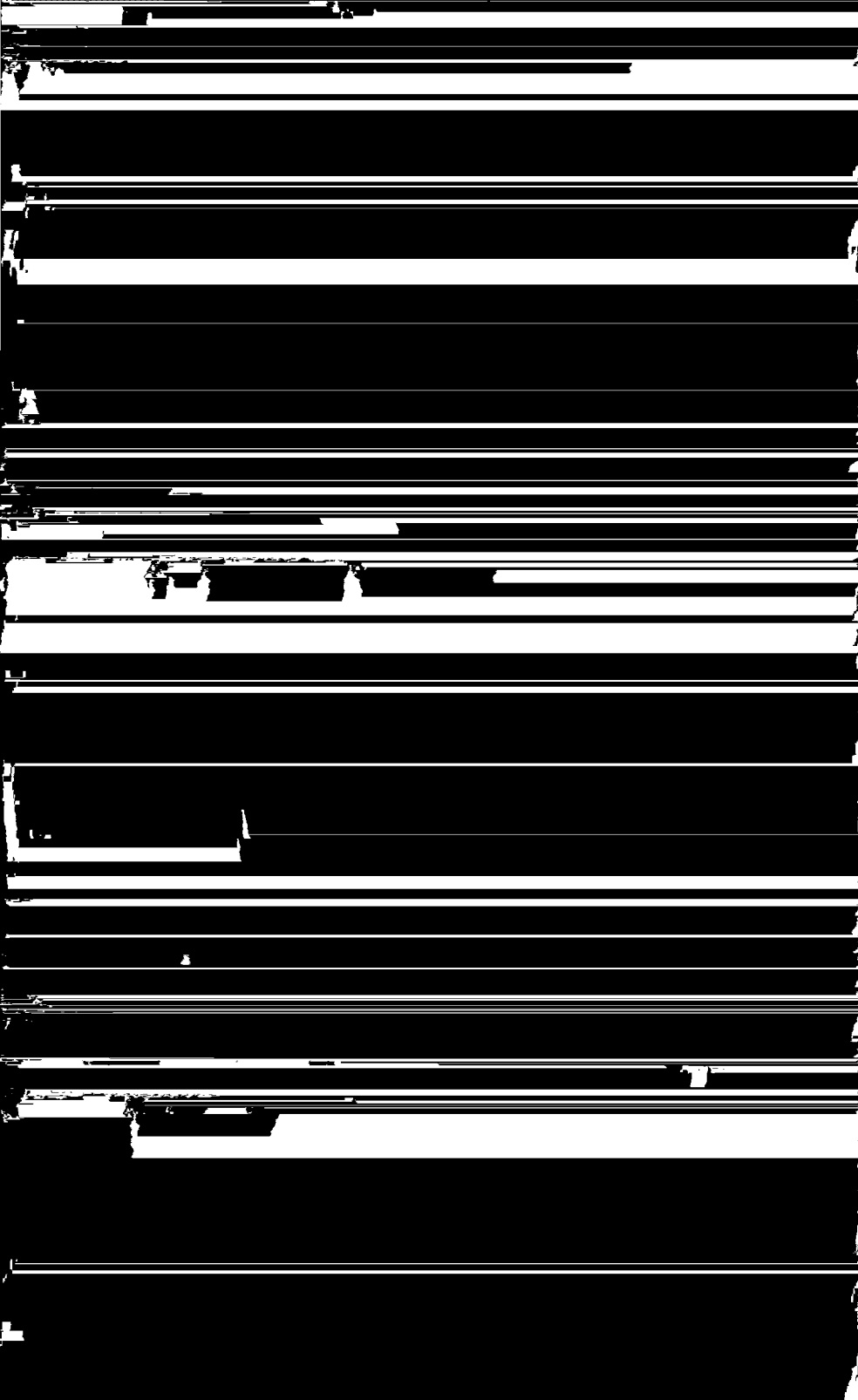




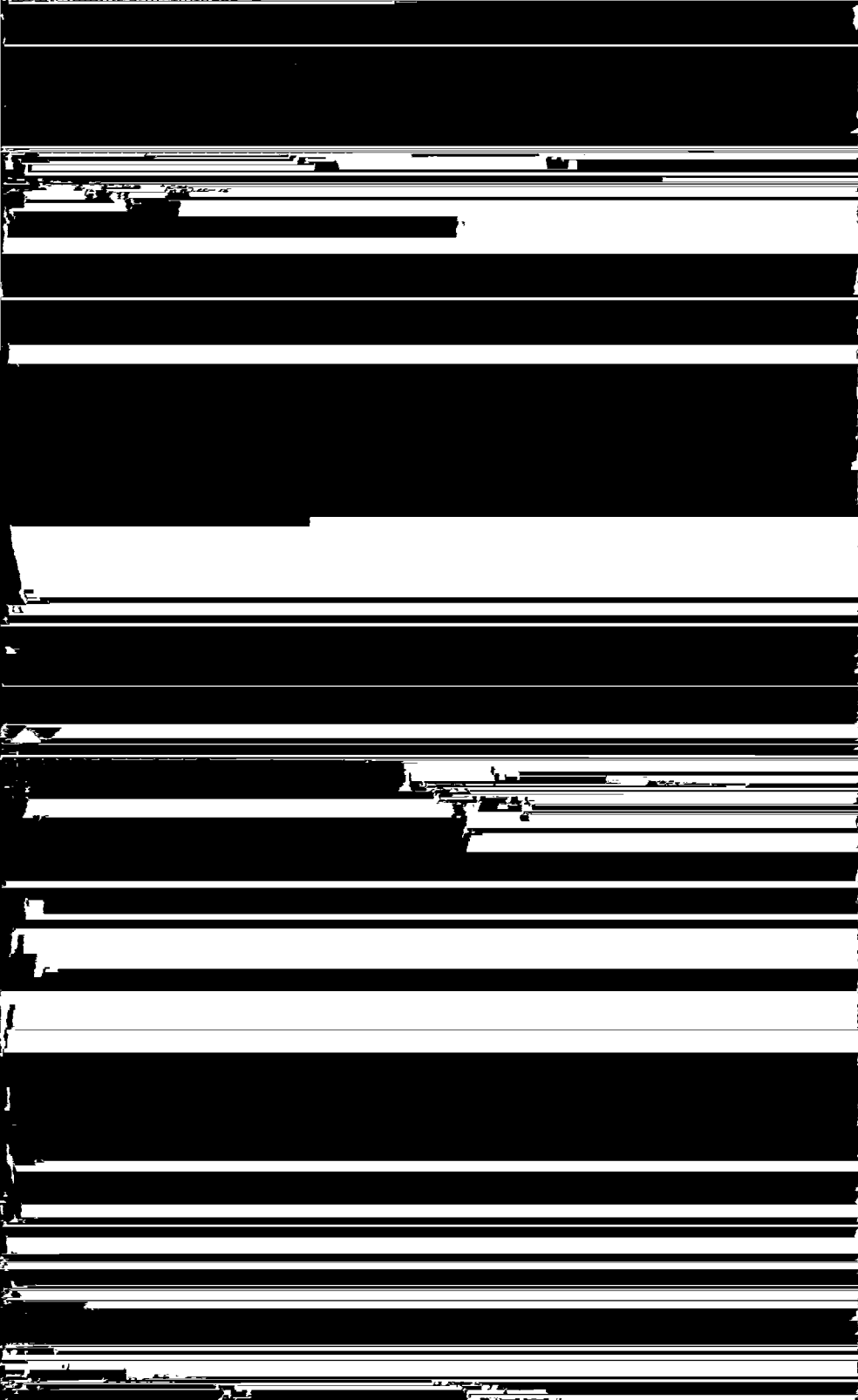


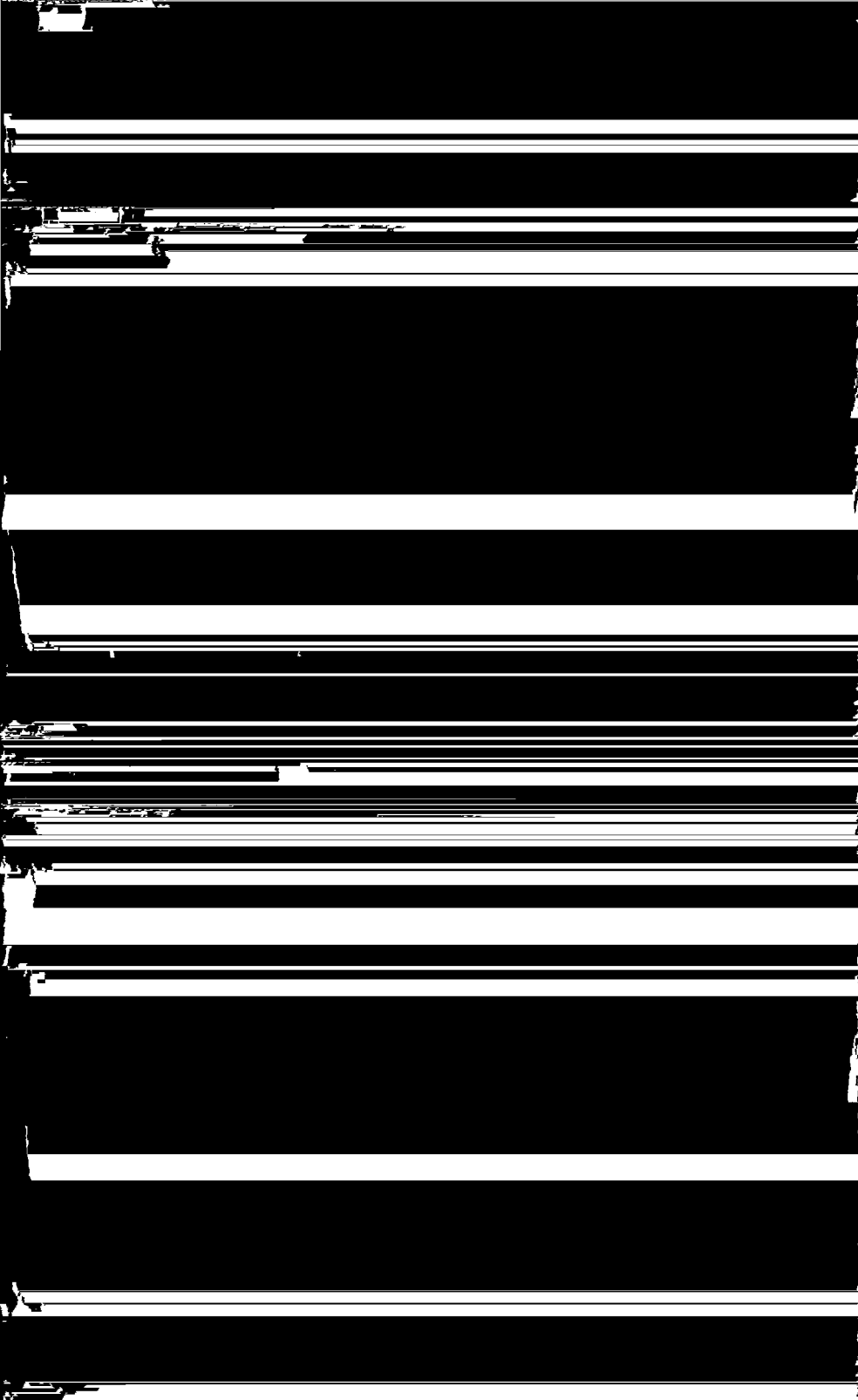


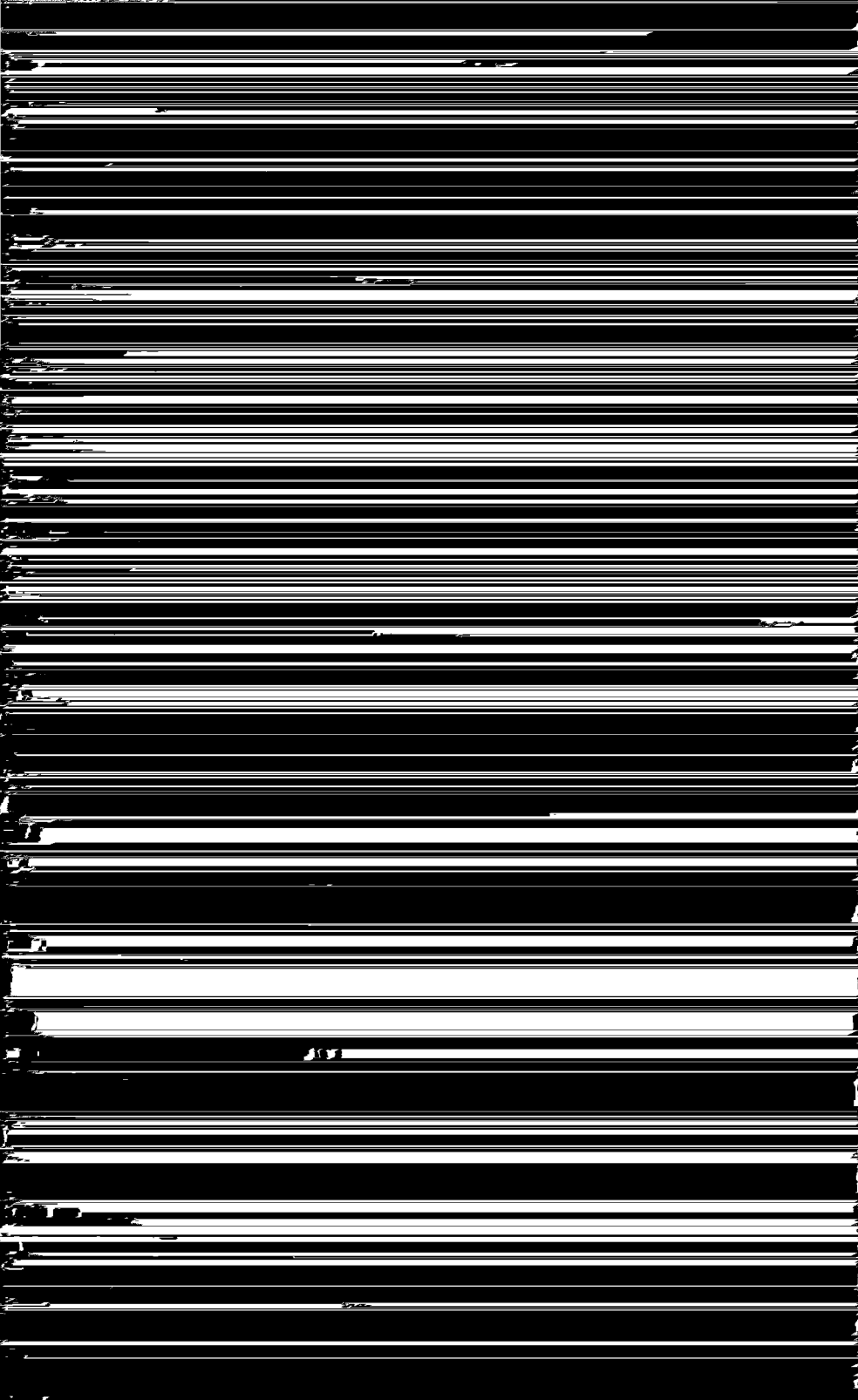


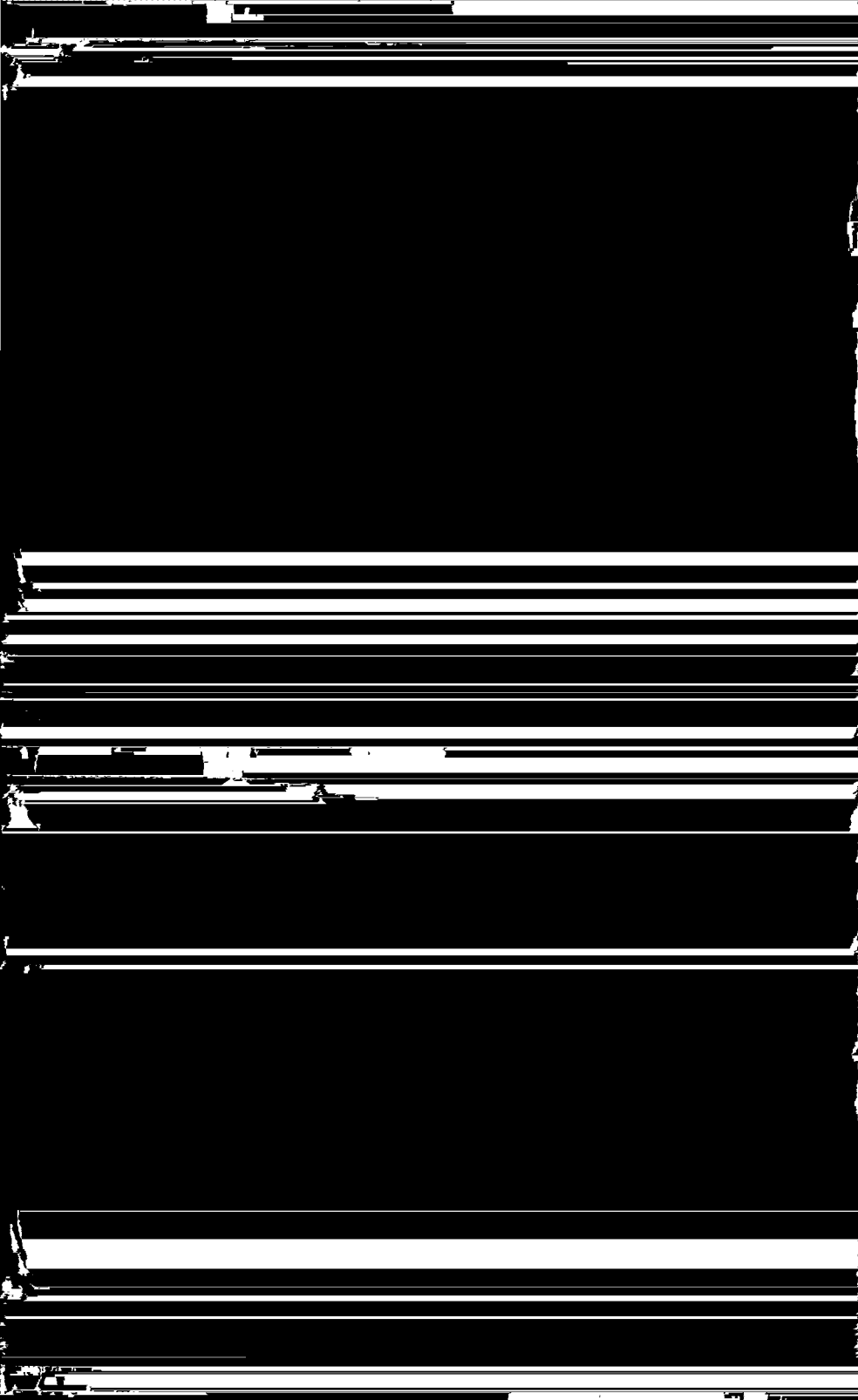




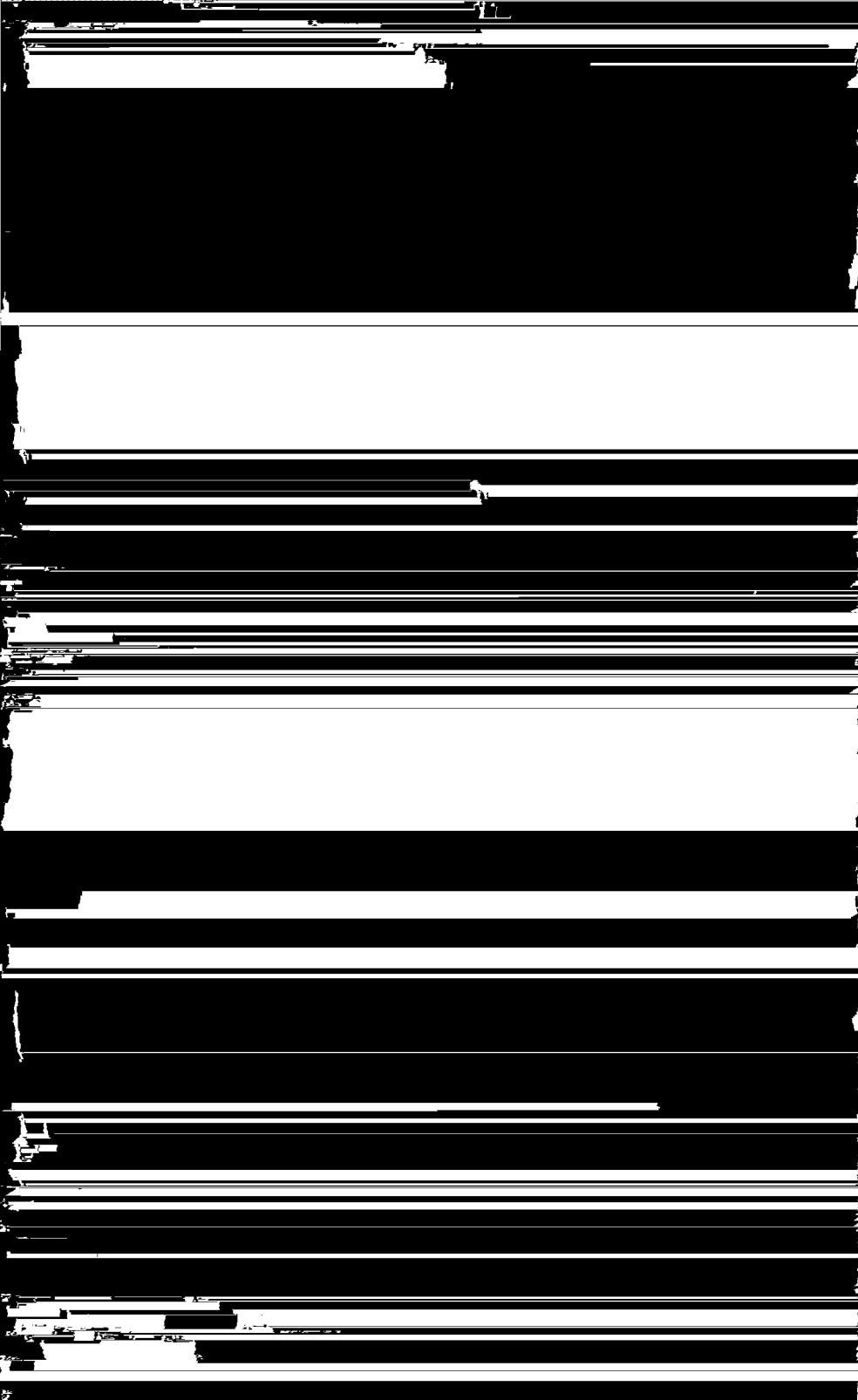


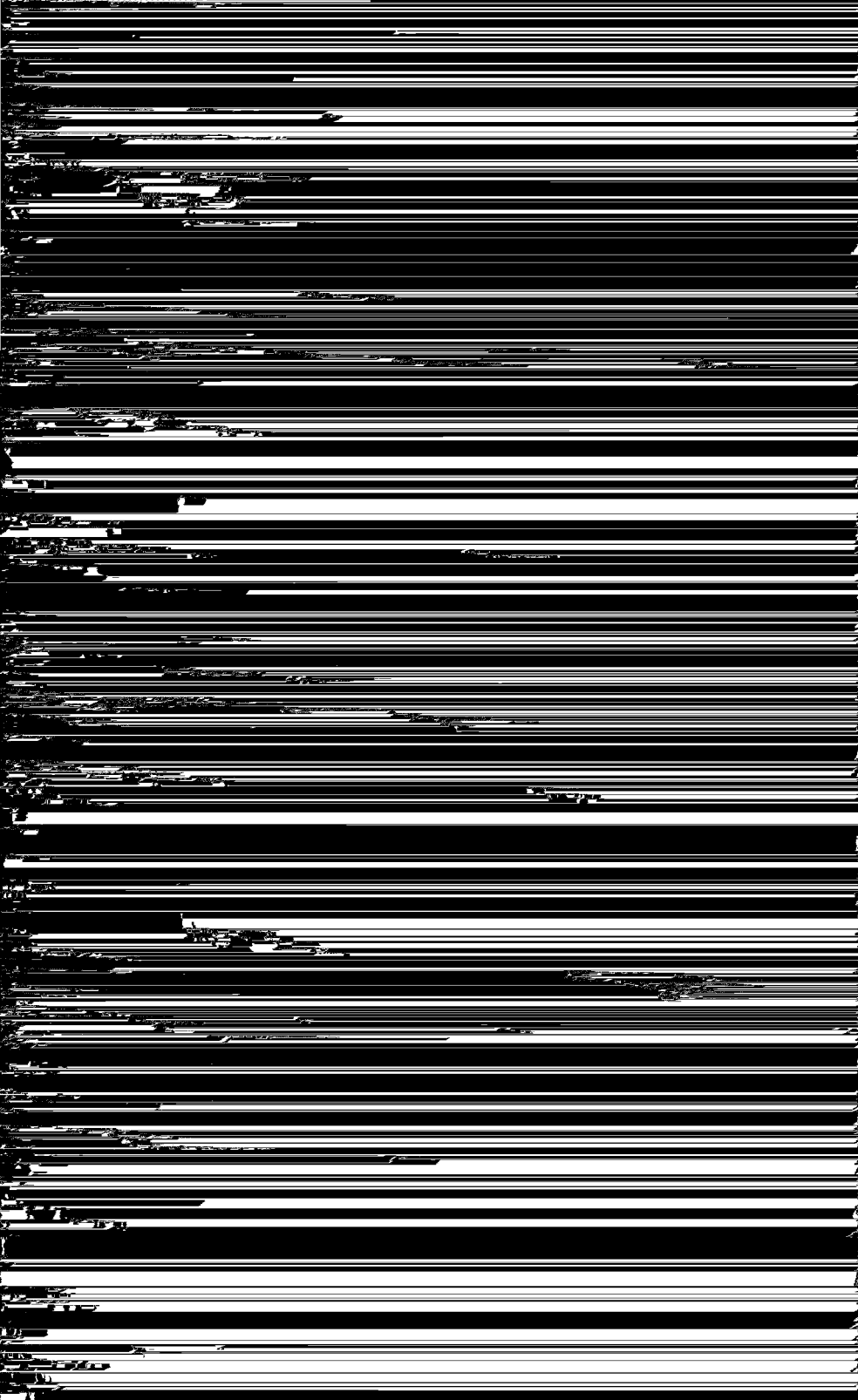




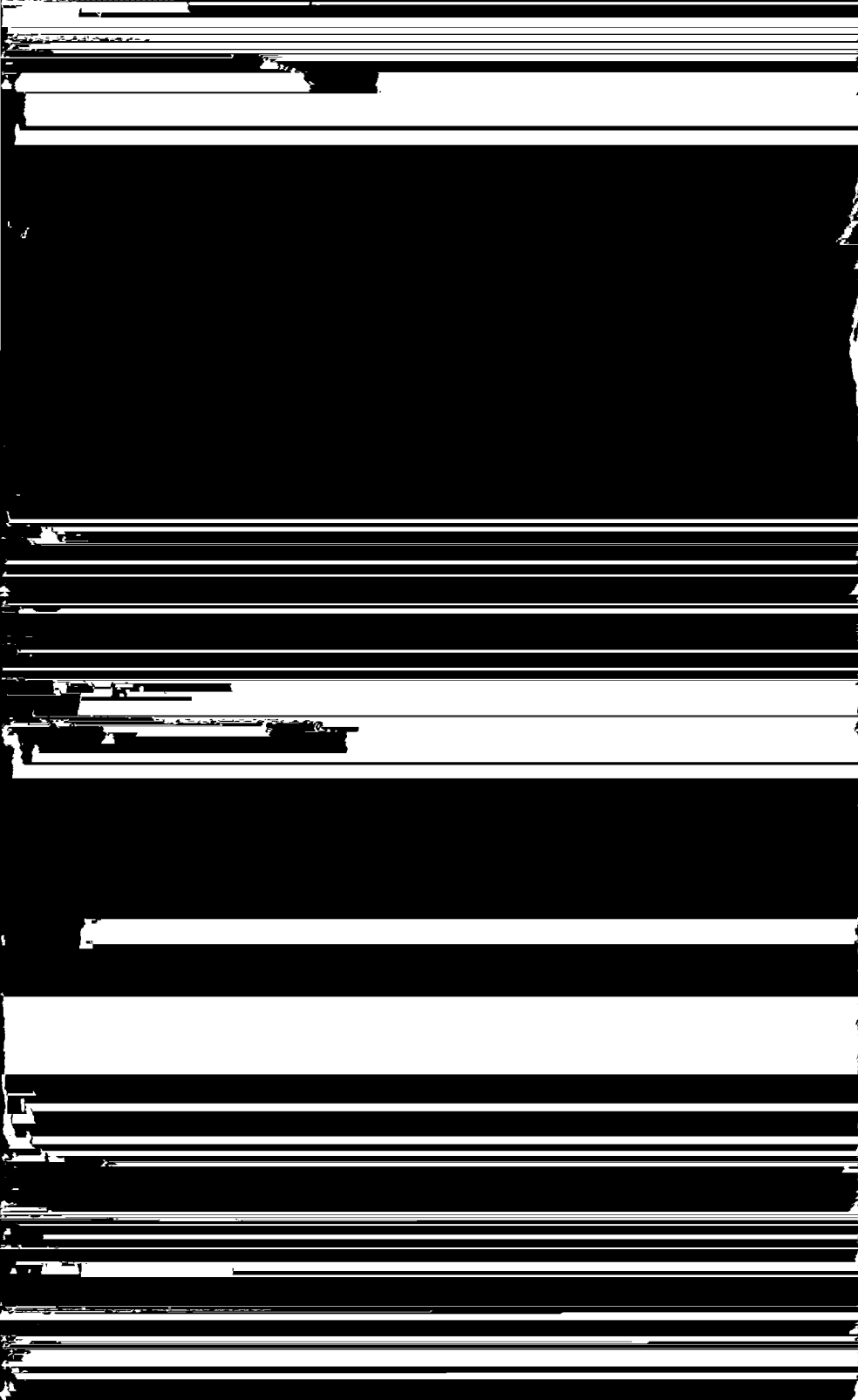




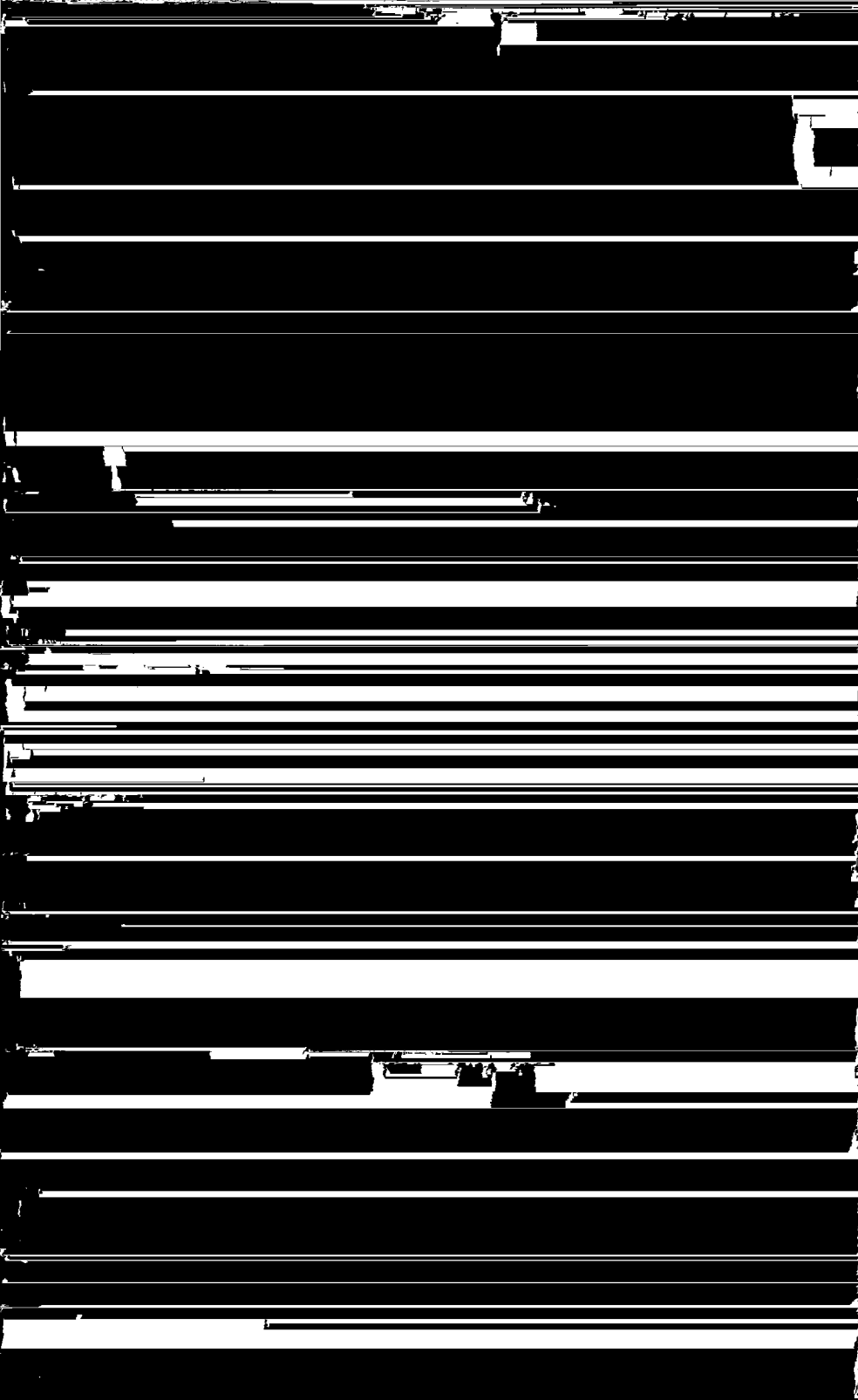












iets over den invloed van de anodespanning op den anodestroom bij een constante stuurroosterspanning en constante spanningen aan eventuele andere roosters. Verandert men namelijk de stuurroosterspanning in een bepaalde buisschakeling, dan zal in het algemeen, ten gevolge van de daardoor veroorzaakte anodestroomvariatie, ook de anodespanning veranderen (bijv. verandering van den spanningsval over een anode-serieweerstand). De I_a/V_a karakteristiek geeft het verband tusschen den anodestroom en de anodespanning bij constante spanningen aan de andere elektroden; men kan dus van deze karakteristiek de anodestroomvariatie per volt anodespanningsverandering aflezen. Dit quotiënt, de anodespanningsvariatie, gedeeld door de bijbehorende anodestroomvariatie, levert een bepaald getal op. Men is gewoon, evenals voor de steilheid, voor een gegeven punt van de I_a/V_a kromme het quotiënt van een zeer kleine anodespanningsvariatie dV_a , gedeeld door de bijbehorende zeer kleine anodestroomvariatie dI_a , als kenmerkend getal te gebruiken. Dit geeft ons de uitdrukking $\left(\frac{dV_a}{dI_a}\right)_{V_k} = \text{const.}$

Trekt men door een bepaald punt van de I_a/V_a karakteristiek een raaklijn hieraan (fig. 112), dan levert de tangens van den hoek α , die deze raaklijn met de I_a as vormt, het quotiënt $\frac{dV_a}{dI_a}$ op. Dit quotiënt heeft de dimensie van een weerstand; het is de **wisselstroomweerstand** tusschen anode en

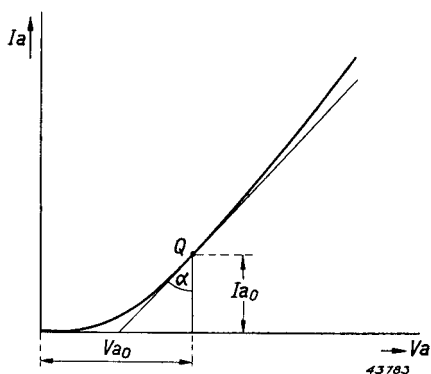


Fig. 112

I_a/V_a karakteristiek van een triode. De tangens van den hoek α , die door de raaklijn aan deze kromme door het punt Q met I_a -as wordt gevormd, geeft den inwendigen weerstand van de buis in het betreffende punt van de karakteristiek.

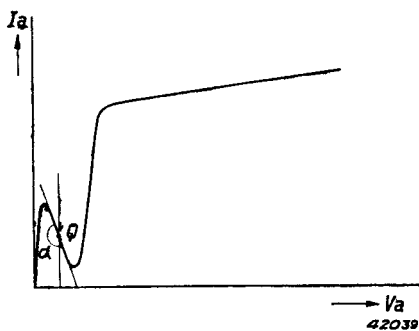
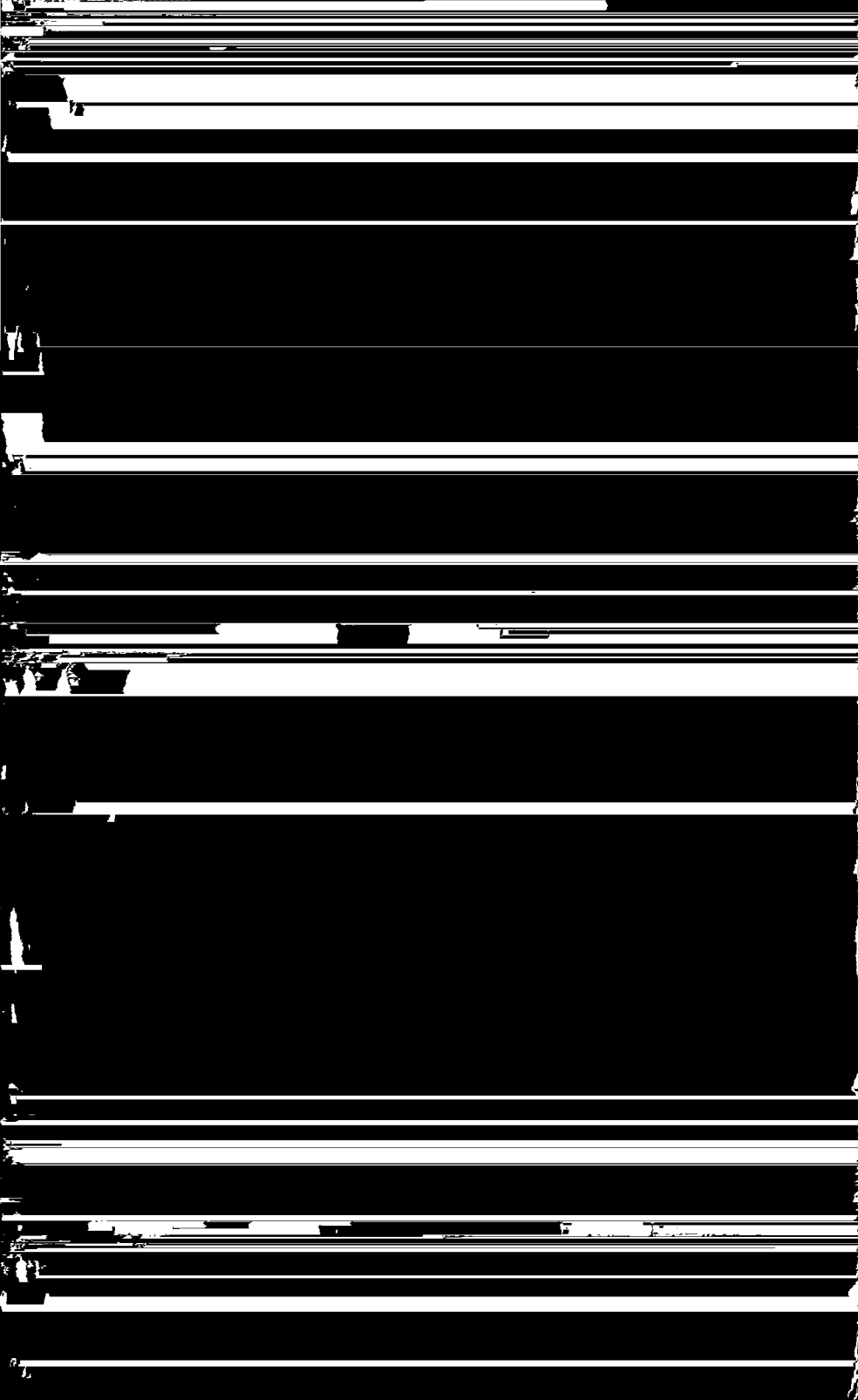
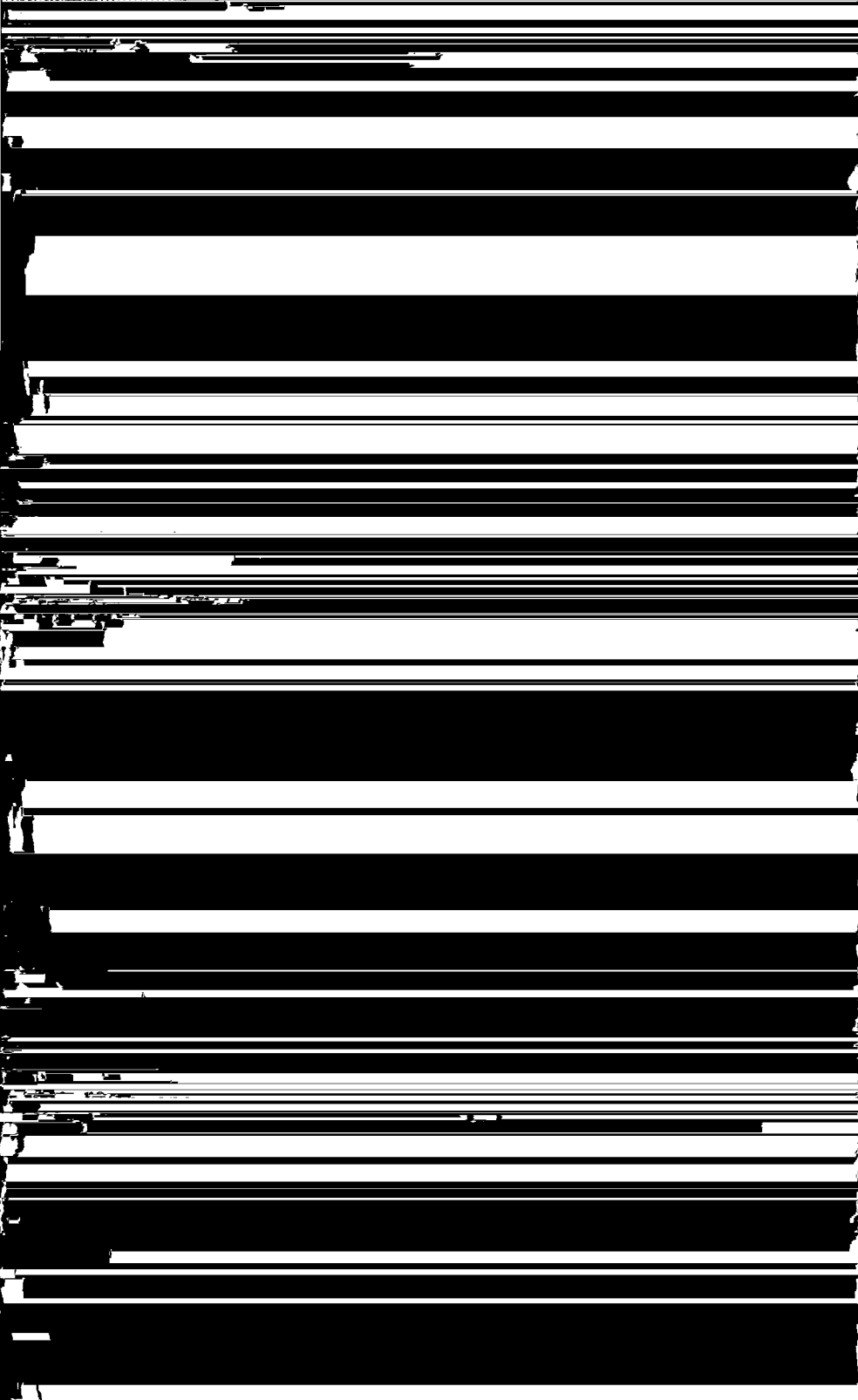


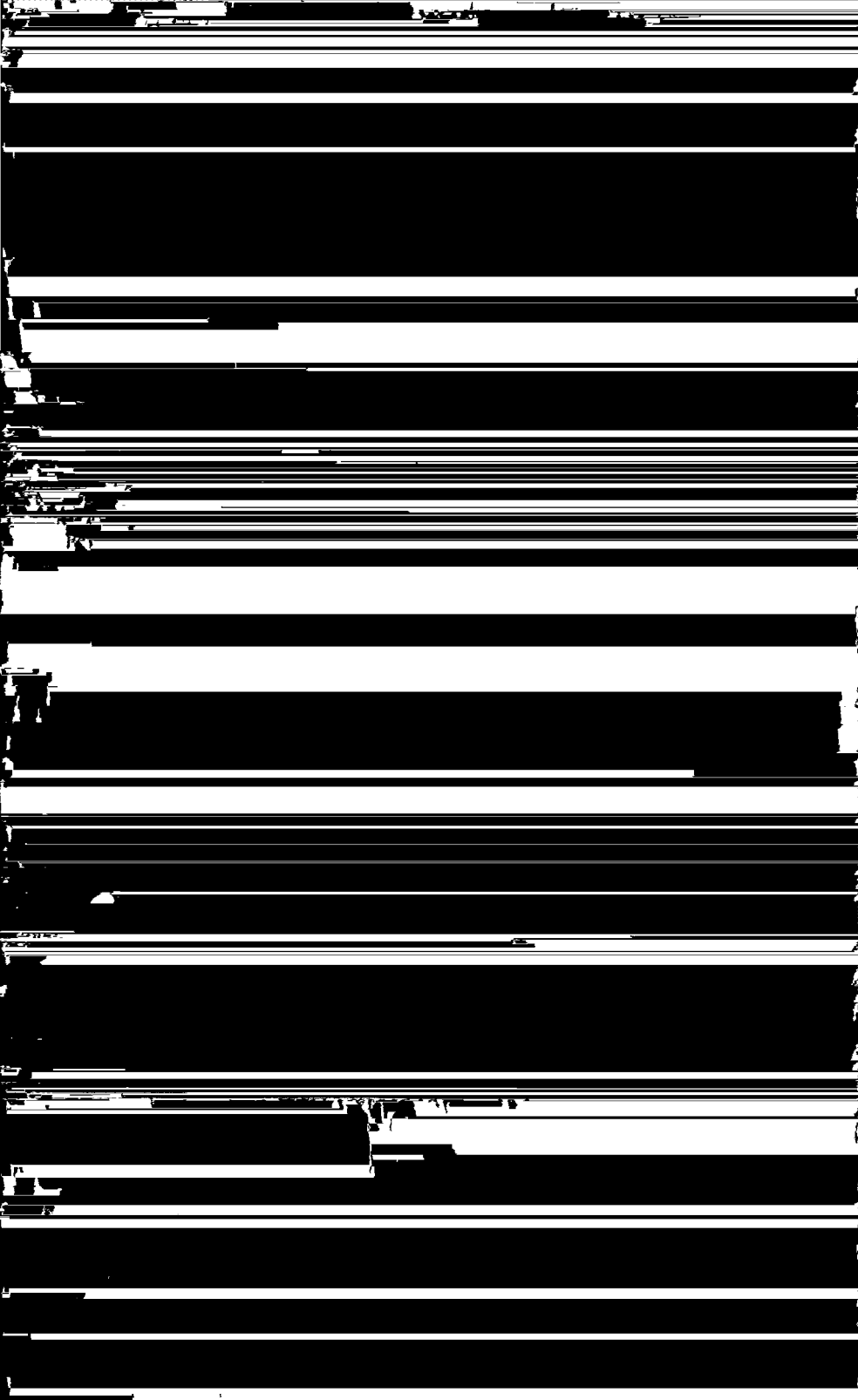
Fig. 113

I_a/V_a karakteristiek van een tetrode. In een bepaald gebied van de anodespanning is de hoek α grooter dan 90° en de inwendige weerstand negatief.

kathode van de buis en wordt doorgaans **inwendige weerstand** van de buis genoemd. De inwendige weerstand wordt in ohm, kilo-ohm of









den overeenkomenden anodestroom. Gaat men op deze wijze voor andere anodespanningen te werk, dan verkrijgt men een schaar van I_a/V_g karakteristieken.

Omgekeerd is het ook mogelijk, van een schaar van I_a/V_g karakteristieken een schaar van I_a/V_a karakteristieken af te leiden. Trekt men door de schaar van I_a/V_g krommen een verticale lijn (in fig. 117 door $V_g = -2\text{ V}$), dan ligt op deze verticale lijn een aantal punten van de I_a/V_a karakteristiek. Door op dezelfde wijze voor andere negatieve roosterspanningen te werk te gaan, verkrijgt men uit de schaar van de I_a/V_g karakteristieken een schaar I_a/V_a karakteristieken.

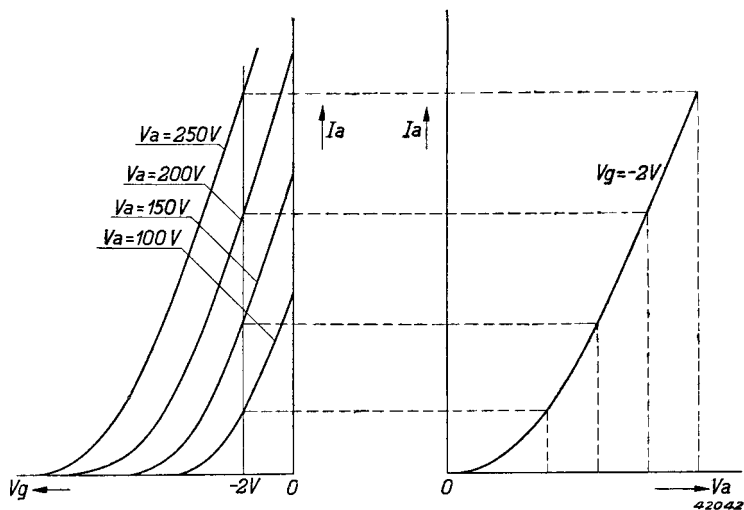


Fig. 117

Constructie van een I_a/V_a kromme van een triode uit de schaar van I_a/V_g krommen.

§ 7. Verschillende soorten koppelingen

Zoals reeds terloops werd vermeld, moet in de anodeketen een geschikt **koppelement** worden opgenomen, om de door de roosterwisselspanning veroorzaakte anodestroomveranderingen weer in spanningsvariaties om te zetten. Men gebruikt hiervoor weerstanden of past meer gecompliceerde schakelingen toe.

Fig. 118 geeft een schematische voorstelling van een **weerstandskoppe-ling**. In de anodeketen wordt een weerstand R_a opgenomen. Over dezen weerstand ontstaan spanningsvariaties, die via den condensator C aan het rooster van de volgende versterkingsbuis kunnen worden toegevoerd. V_i is de roosterwisselspanning en V_b de spanning van de anodevoedingsbron. Het punt $+V_b$ ligt hoogfrequent of laagfrequent via de









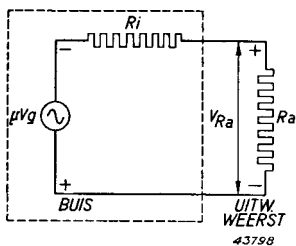


Fig. 123

Vervangingschema van de buis, waarbij deze als spanningsbron μV_g wordt beschouwd, met in serie daarmee den inwendigen weerstand R_i . Het gedeelte binnen den gestippelden rechtehoek stelt de buis, het gedeelte daarbuiten de uitwendige belasting voor.

$S \cdot V_g$. Het quotiënt van nullastspanning en kortsluitstroom is dus:

$$\frac{\mu \cdot V_g}{S \cdot V_g} = R_i.$$

De buis stelt dus, zoo beschouwd, een spanningsbron met een E.M.K. gelijk aan μV_g voor, waaraan, in serie geschakeld, een inwendige weerstand R_i . Sluiten we een dergelijke spanningsbron op een weerstand R_a aan, dan is bekend, dat het gedeelte van de door de

E.M.K. geleverde spanning, dat over R_a ligt, gelijk is aan $\mu V_g \frac{R_a}{R_i + R_a}$.

Verder kan iedere spanningsbron met een E.M.K. gelijk aan V_o en een inwendigen weerstand R_i vervangen worden door een stroombron

$I_o = \frac{V_o}{R_i}$ met daaraan parallel geschakeld een weerstand R_i ¹⁾ Voeren

we voor V_o de spanning μV_g in, dan vinden we voor I_o een stroom

$\frac{\mu}{R_i} V_g = S \cdot V_g$. Hiermee heeft men dus gelijktijdig ook formule (10)

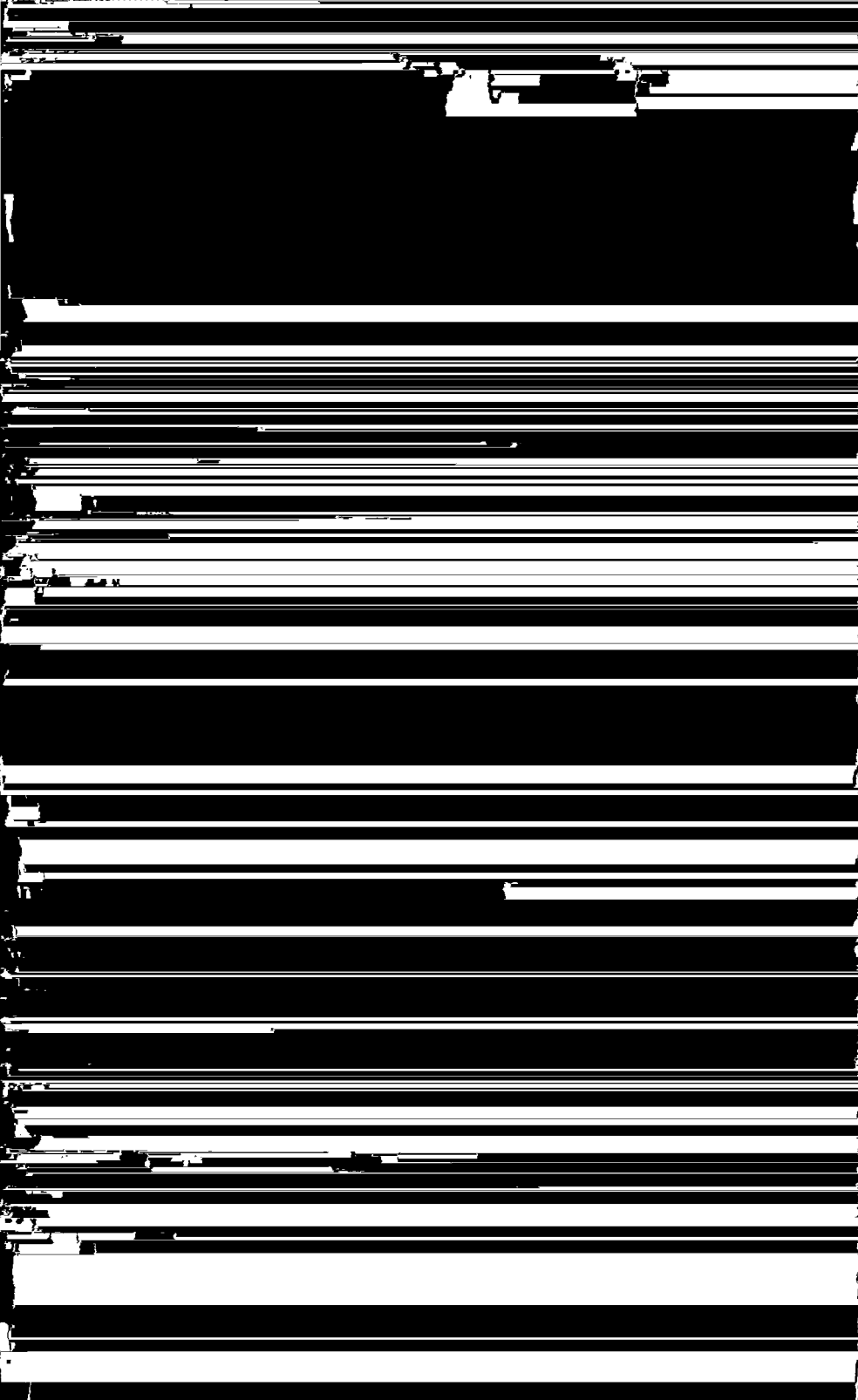
gevonden, daar, zooals bekend, het gedeelte van den door een stroombron $S \cdot V_g$ geleverden stroom, dat door den weerstand R_a vloeit, wanneer R_a en R_i parallel aan de stroombron zijn aangesloten, gelijk is aan:

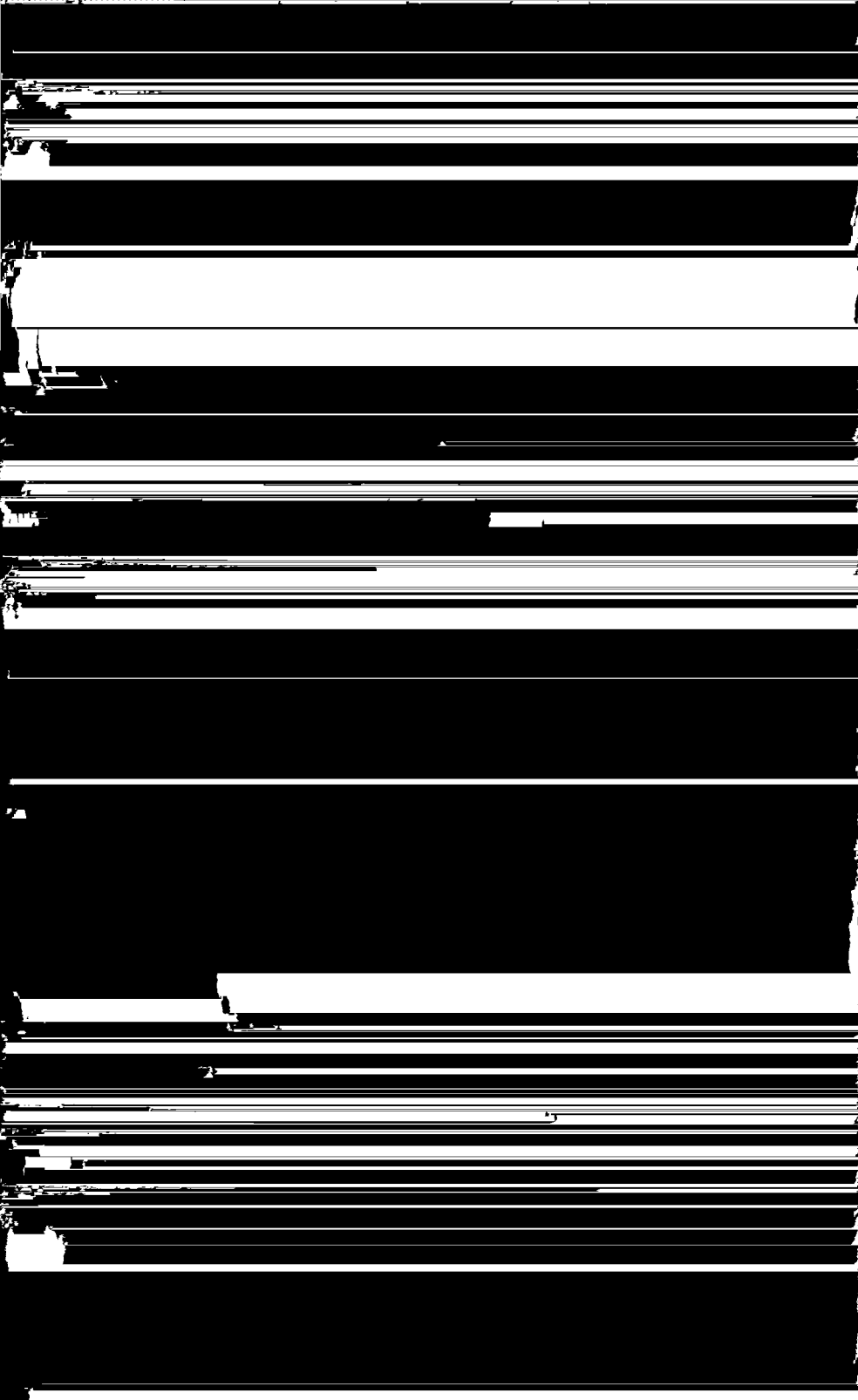
$$S \cdot V_g \cdot \frac{R_i}{R_i + R_a} \text{ } ^2).$$

1) Zie aanhangsel II, 5.

2) Zie aanhangsel II, 4.







ook veel kleiner. Men moet dus in zoo n geval over geschikte statische gegevens beschikken, om de juiste versterking te kunnen berekenen. In het algemeen zal men dus beter de I_a/V_a of de I_a/V_g karakteristieken kunnen gebruiken, die over een zeer ruim gebied de karakteristieke grootheden van de buis geven. Uit formule (15) volgt ook, dat, wanneer R_a zeer groot is t.o.v. R_i en de breuk $\frac{R_a}{R_i + R_a}$ dus nagenoeg gelijk is aan 1, de versterking van de buis dan gelijk is aan μ . De versterkingsfactor geeft dus de grens aan waarboven men met de versterking nooit kan komen.

§ 11. Wisselstroomweerstand in de anodeketen

In de anodeketen bevindt zich, zooals reeds werd vermeld, dikwijls een impedantie, bijvoorbeeld een afgestemde kring, die een zeer lagen gelijkstroomweerstand, maar een aanzienlijken wisselstroomweerstand heeft. Voor de resonantiefrequentie gedraagt een afgestemde kring zich als een zuivere weerstand, en de impedantie ervan kan dan ook door een rechte lijn in een schaar van I_a/V_a grafieken worden voorgesteld. Doordat de ohmsche weerstand van den kring laag is en dus kan worden verwaarloosd, ontstaat nagenoeg geen spanningsval in den kring. De wisselstroomweerstandslin moet dientengevolge door het werkpunt P gaan, dat door de anodespanning, d.w.z. door de spanning van de voedings-

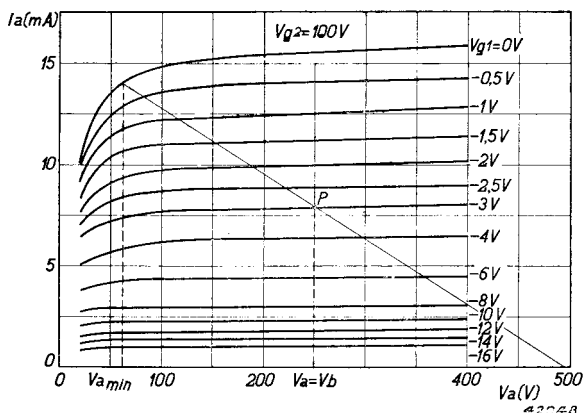


Fig. 126

Schaar van I_a/V_a krommen van een penthode; de weerstandslin door het werkpunt P stelt den resonantieweerstand voor van den in de anodeketen opgenomen afgestemden kring.

bron en door de negatieve roosterspanning wordt bepaald (zie fig. 126). De helling van de wisselstroomweerstandslin wordt bepaald door de waarde van den resonantieweerstand van den kring $\left(\frac{L}{r.C}\right)$.

Evenals bij den gelijkstroomweerstand in de anodeketen kan men de momenteele waarden van I_a en

V_a , die met een bepaalde V_g overeenkomen, weer vinden door de snijpunten van de belastingslijn met de krommen te bepalen. Een variabele roosterspanning V_g wordt voorgesteld door een punt, dat zich langs de belastingslijn voortbeweegt.

Bij maximale sturing van de buis, d.w.z. indien aan het rooster een wisselspanning wordt gelegd, die tusschen het beginpunt van roosterstroom en de waarde van de roosterspanning bij een anodestroom gelijk aan nul varieert, ziet men, dat de anodespanning tusschen een minimum waarde en bijna de dubbele waarde van de anodegelijkspanning varieert; de anodespanning kan de waarde van de gelijkspanning dus aanmerkelijk overschrijden, en met dit feit moet men bij het aanleggen van hoge anodegelijkspanningen rekening houden (doorslagspanning).

Kent men de impedantie in de anodeketen, dan kan men, evenals voor een weerstandskoppeling, de versterking met behulp van de formules (14) en (15) uit de vorige paragraaf berekenen. In tegenstelling met de weerstandskoppeling kan men in dit geval bijna altijd zonder meer de gepubliceerde statische gegevens gebruiken, daar deze in het algemeen met de toegepaste bedrijfsspanningen in overeenstemming zijn.

Indien de anode-impedantie geen zuivere weerstand is, dus indien een afgestemde kring als een impedantie voor een andere dan de resonantiefrequentie wordt gebruikt, kan het verband tusschen anodestroom en -spanning niet meer door een eenvoudige weerstandslijn worden voorgesteld, daar tusschen stroom en spanning faseverschuiving optreedt.

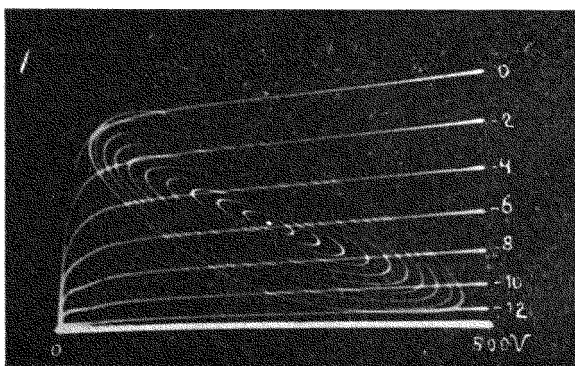
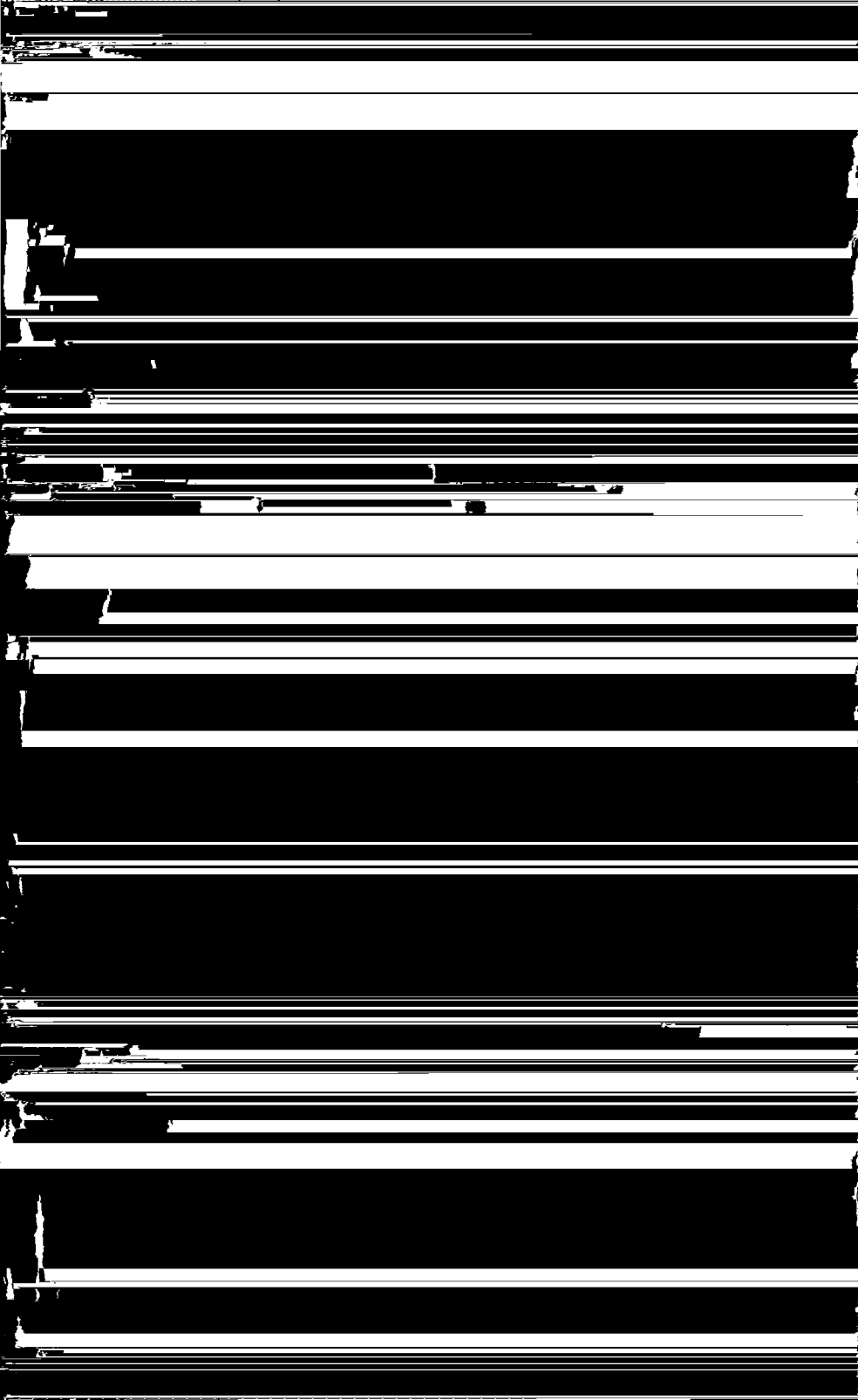


Fig. 127

Schaar van I_a, V_a karakteristieken van een penthode, met ellipsvormige belastingslijnen voor verschillende rooster-wisselspanningsamplituden; door deze lijnen wordt het verband tusschen stroom en spanning voorgesteld, indien in de anodeketen een impedantie is opgenomen, die een faseverschuiving veroorzaakt. Deze krommen zijn met behulp van een Philips kathodestraaloscillograaf opgenomen.

Bij een capacatieve belasting ijlt de spanning, na. Het punt, waarvoor het verband tusschen anodestroom en anodespanning wordt aangegeven, zal dan een ellipsvormige baan beschrijven, als een sinusvormige wisselspanning wordt aangelegd (zie fig. 127).

Een dergelijke ellipsvormige belastingslijn krijgt men bijvoorbeeld bij toepassing van een L.F. transformator als koppellement of bij den uitgangstransfor-





is er ook een grenswaarde voor den maximaal toelaatbaren anodestroom, die verband houdt met den maximalen kathodestroom (emissievermogen van de kathode). Doorgaans wordt de maximale kathodegelijkstroom gepubliceerd, waarbij men dus ook rekening heeft gehouden met den gelijkstroom naar de andere electroden en de amplituden van de hierop gesuperponeerde maximaal optredende wisselstromen. Nu bestaat er bijv. bij een penthode een bepaalde verhouding tusschen den anodestroom en den schermroosterstroom, die voor het geheele roosterbereik nagenoeg constant blijft. Indien dus de maximale kathodestroom gegeven is, kan de maximaal toelaatbare anodegelijkstroom bepaald worden door gebruik te maken van de voor het normale werkpunt gepubliceerde waarden voor I_a en I_{g2} . Men vindt dan dezen stroom uit:

$$I_{a \max} = \frac{I_a}{I_a + I_{g2}} \times I_k \max.$$

Het werkpunt moet onder de horizontale lijn door de waarde $I_a \max$ liggen, ten einde den maximalen kathodestroom niet te overschrijden. Een derde begrenzing wordt gevormd door de maximaal toelaatbare gemiddelde anodedissipatie, die met de verwarming van de anode verband houdt ($W_a = I_{a0} \cdot V_{a0}$). Deze anodedissipatie wordt eveneens voor elke buis gepubliceerd. Alle werkpunten, waarbij deze maximale anodedissipatie wordt bereikt, liggen op een hyperbool, en het werkpunt mag dus niet rechts van deze kromme liggen. Het gearceerde vlak van

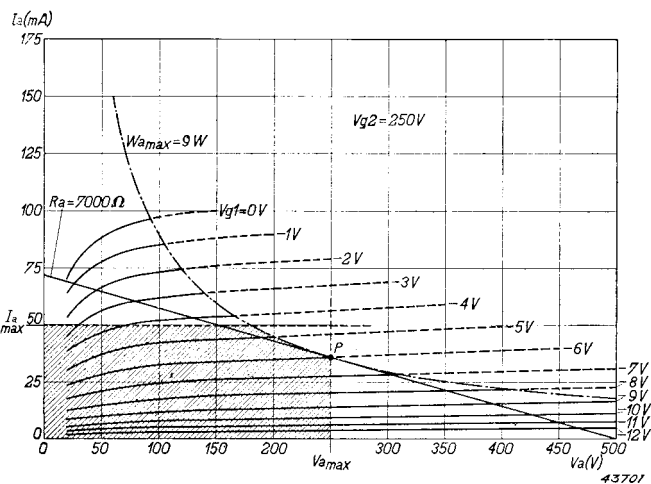
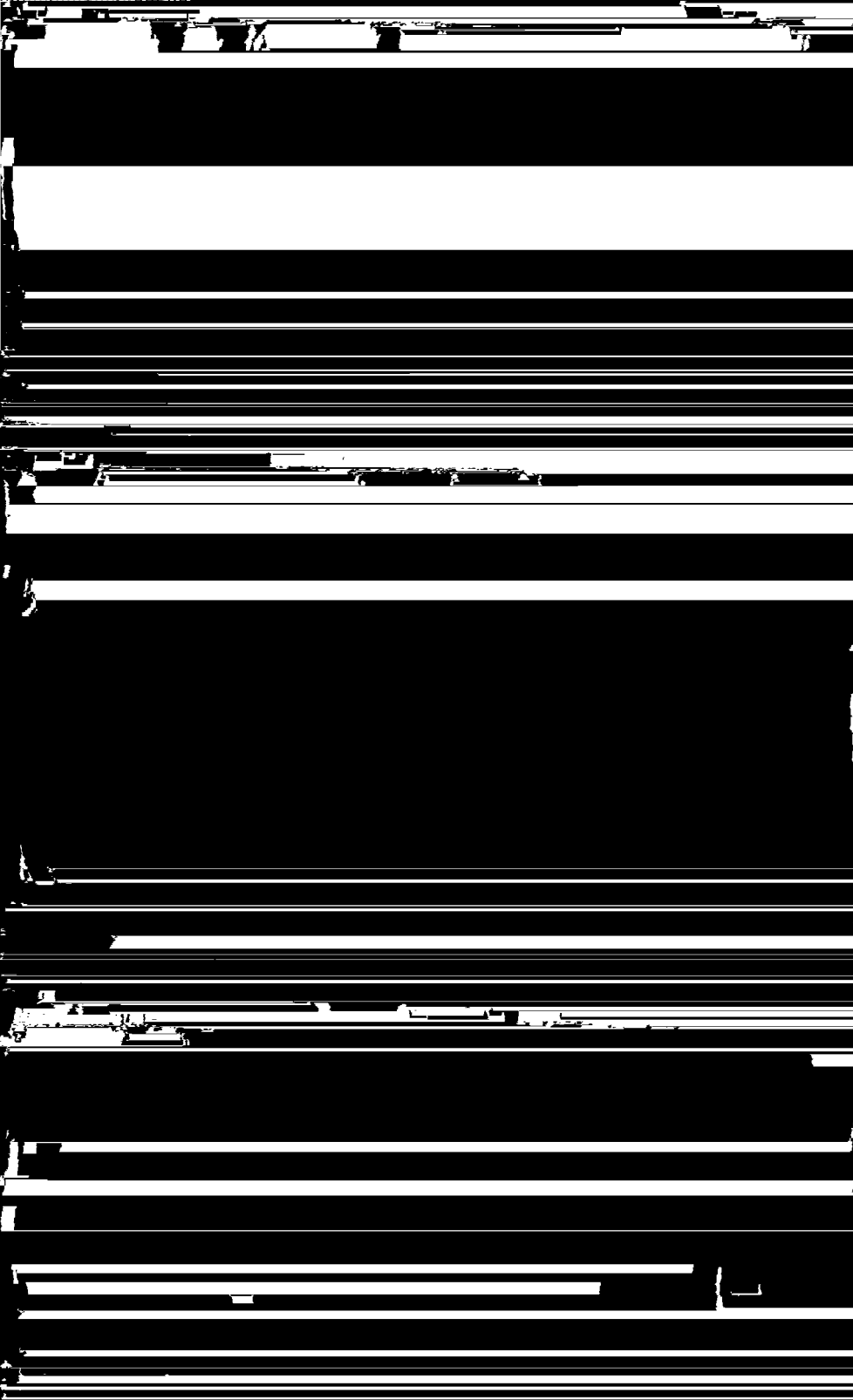


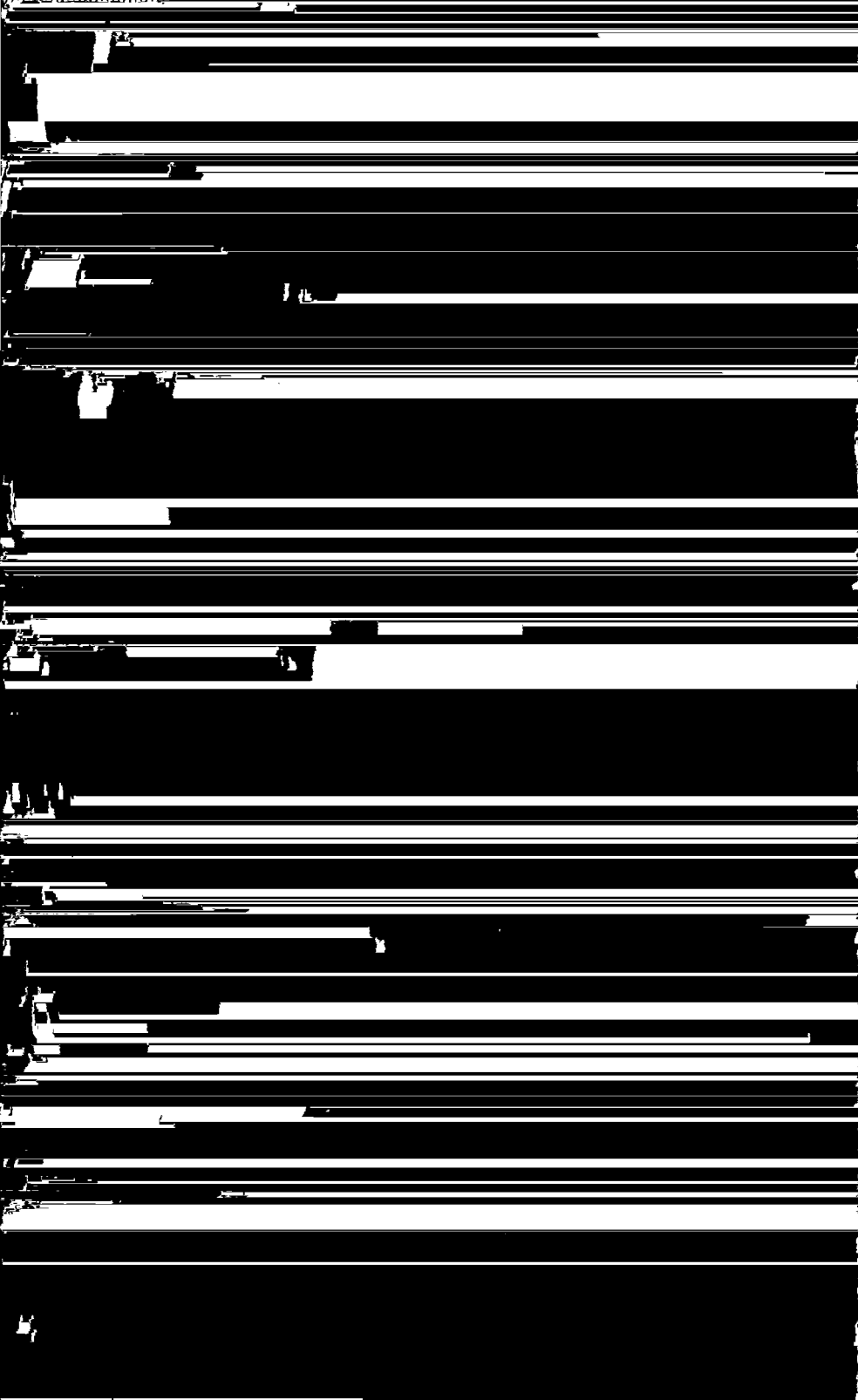
Fig. 130

Schaar van I_a/V_a krommen van een penthode, waarin de begrenzingen door den maximalen anodestroom $I_a \max$, de maximale anodespanning $V_a \max$ en de maximale anodedissipatie $W_a \max$ zijn aangegeven.

fig. 130 geeft dus het gebied aan, waarin het werkpunt zich moet bevinden.

De grenslijnen gelden alleen voor het werkpunt. De belastingslijn mag wel buiten dit grensgebied loopen en dientengevolge mogen momenteel waarden een grooter product hebben dan $W_a \max$, mits het product van de gemiddelde waarden binnen de aangegeven grenzen ligt.





b) Het eilandeffect

Uit fig. 131 blijkt, hoe het veld in de omgeving van de kathode en van de anode vrijwel volkomen homogeen is. De aequipotentiaallijnen ver-

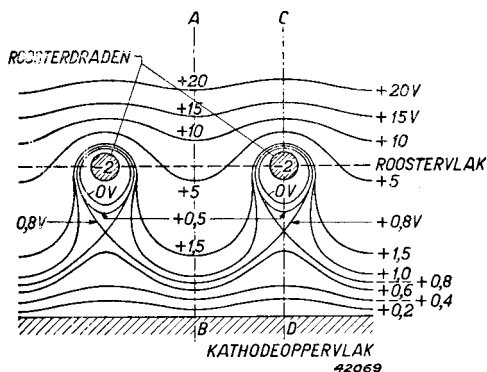


Fig. 134

Aequipotentiaallijnen in de ruimte tusschen rooster en kathode van een triode, waarvan de afstand tusschen rooster en kathode van dezelfde orde van grootte is als de spoed van het rooster.

de veldsterkteverdeling door den invloed van de anodepotential tot aan de oppervlakte van de kathode toe niet homogeen zijn, zoodat de aequipotentiaallijnen in de nabijheid van de oppervlakte der kathode niet meer evenwijdig loopen. Zoo geeft fig. 134 de aequipotentiaallijnen voor het geval, dat de afstand tusschen de roosterdraden van dezelfde orde van grootte is als die van het roostervlak tot de kathode. Als men nu de potentiaalverdeling voor een dergelijke veldverdeling in de doorsneden A-B en C-D in teekening brengt, verkrijgt men een diagram volgens fig. 135.

Uit deze figuur blijkt, dat de hoek α_1 , waaronder de potentiaalverdelingskromme van de doorsnede A-B (kromme a) de oppervlakte van de kathode verlaat, grooter is dan de overeenkomstige hoek α_2 van de kromme b voor de doorsnede C-D door een roosterdraad. In dit voorbeeld is de veldsterkte dientengevolge grooter in het gedeelte van het oppervlak der kathode, dat tegenover het midden van een der roosteropeningen ligt, dan in het gedeelte, dat tegenover een roosterdraad ligt. Als het rooster sterk negatief is, zou de veldsterkte in een gedeelte van de kathode, dat tegenover een roosterdraad ligt, omgekeerd gericht kunnen zijn (α_2 negatief).

Men kan de veldsterkte aan de oppervlakte van de kathode voor verschillende waarden van V_g van het eene tegenover een roosterdraad ge-

loopen namelijk evenwijdig aan deze electroden. Dientengevolge is de veldsterkte aan de oppervlakte van de kathode overal constant, hetgeen door de hoek α in fig. 132 tot uitdrukking wordt gebracht. In buizen, waarbij de afstand tusschen twee roosterdraden van dezelfde orde van grootte als, of aanmerkelijk grooter is dan de afstand tusschen rooster en kathode, zal de veldsterkte aan de oppervlakte van de kathode echter niet overal even groot zijn. Indien de mazen van het rooster groot zijn, zal



Buiten dit gebied worden de electronen naar de kathode teruggedreven. Bij de kromme voor $V_g = -10 \text{ V}$ is de gemiddelde veldsterkte nog negatief, maar bij de kromme voor $V_g = -20 \text{ V}$ is zij positief.

In het kleine gebied B-B' is de veldsterkte echter negatief en de kathode emitteert op deze plaats nog electronen. Van een bepaalde negatieve roosterspanning af zal de kathode van een dergelijke buis niet langer gelijkmatig emitteeren en de emissie zal alleen nog op bepaalde plaatsen of „eilanden” plaats hebben; in verband hiermede spreekt men van „eilandeffect”. Naarmate de negatieve roosterspanning toeneemt, worden de eilanden steeds kleiner, tot de emissie van de kathode ten laatste volkomen wordt onderdrukt. Het eilandeffect heeft dus ten gevolge, dat bij een gemiddelde veldsterkte aan de kathode, die positief is, toch nog een anodestroom kan vloeien. Dit zou zonder eilandeffect niet het geval zijn. Het eilandeffect veroorzaakt dus ook, dat een grootere negatieve roosterspanning noodig is, om den anodestroom op nul te brengen, dan zonder het eilandeffect het geval zou zijn. Het eilandeffect zal des te sterker naar voren treden, naarmate de anodespanning hooger wordt.

De invloed van het eilandeffect op de I_a/V_g karakteristieken wordt toegelicht door fig. 136c, waarin de getrokken lijnen de I_a/V_g karakteristieken bij verschillende anodespanningen zonder eilandeffect en de gestippelde lijnen de overeenkomende karakteristieken met eilandeffect voorstellen.

Het eilandeffect veroorzaakt, dat de steilheid in het werkpunt kleiner en de anodestroom grooter is dan het geval zou zijn, indien geen eilandeffect zou optreden. Bovendien zijn de karakteristieken ten gevolge van het eilandeffect krommer, waardoor, vooral bij groote signalen, een sterkere vervorming optreedt. Daarom moet dit verschijnsel bij de constructie van de meeste buizen zorgvuldig worden vermeden. Bij sommige buizen is het eilandeffect echter juist gewenscht, zooals uit hoofdstuk XXI nog zal blijken.

§ 2. Het schermrooster

a) Principe

Indien men in een triode tusschen het stuurrooster en de anode een tweede rooster aanbrengt en hieraan een gelijkspanning legt, die ten opzichte van de kathode positief is (ca. 60—250 V), zal dit rooster als **schermrooster** werken. In de meeste gevallen heeft dit rooster een zeer kleinen spoed. Het schermrooster werkt als anode van een triode, die

uit kathode, stuur- en schermrooster bestaat. Ten gevolge van het schermrooster wordt in de buis tusschen het stuurrooster en de anode een positief potentiaalvlak gevormd. Dit potentiaalvlak trekt de electronen door het negatieve stuurrooster heen van de kathode weg, zoodat ze met een snelheid, die met de potentiaal van het schermrooster overeenkomt, het potentiaalvlak, dat door het schermrooster wordt gevormd, bereiken. Hierbij botsen de electronen voor een deel tegen de draden van het schermrooster. Het grootste gedeelte van de electronen schiet echter door de mazen van het schermrooster heen en botst tegen de anode. Hiermee wordt bereikt, dat het aantal electronen, dat per tijds-eenheid tegen de anode botst, voornamelijk door de spanningen aan stuur- en schermrooster wordt bepaald en dat de spanning aan de anode hierop nauwelijks eenigen invloed heeft. **De anodestroom is dientengevolge slechts in beperkte mate van de anodespanning afhankelijk.** De anodestroom/anodespanningskarakteristieken van schermroosterbuizen verlopen daarom binnen een bepaald anodespanningsgebied vrijwel horizontaal (zie ook fig. 110 op blz. 116).

Het schermrooster dankt zijn naam aan de omstandigheid, dat een positief rooster tusschen stuurrooster en anode den invloed van de anodepotentiaal op den door het stuurrooster loopenden electronenstroom afschermt. Terwijl de anode bij de triode de dubbele functie vervult een positief potentiaalvlak op te wekken en de electronen op te vangen, zijn deze beide functies in de schermroosterbuis over twee verschillende electroden verdeeld.

Fig. 137 geeft een doorsnede door een schermroosterbuis (tetrode), waarvan de electroden evenwijdig aan elkaar zijn opgesteld.

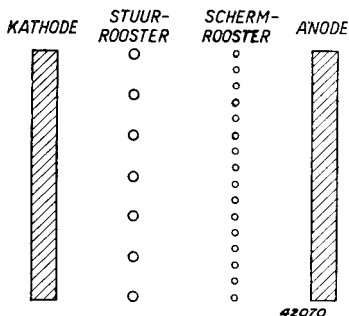


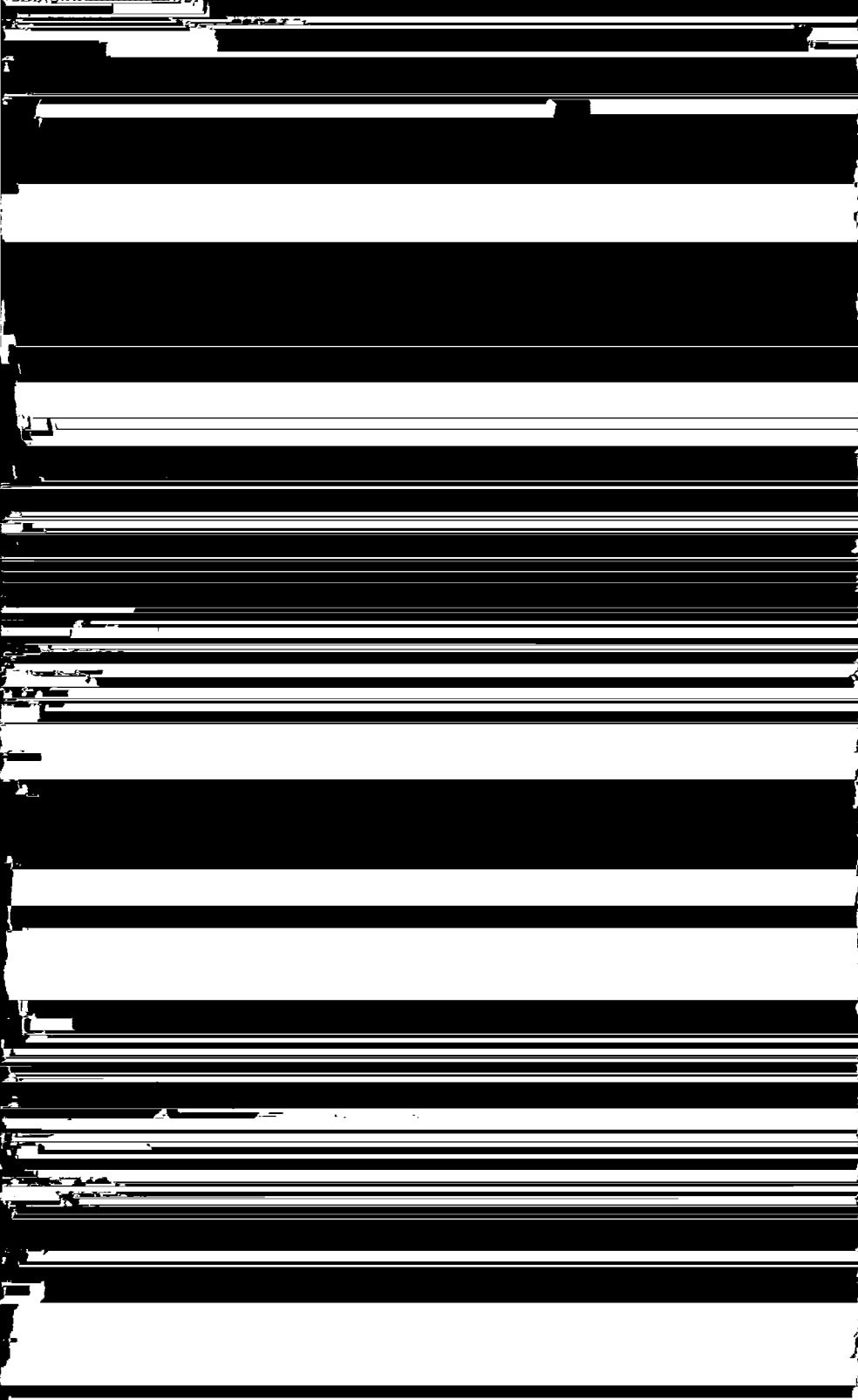
Fig. 137

Doorsnede door een electroden-systeem van een schermroosterbuis (tetrode) met vlakke, evenwijdige electroden.

b) De stroomverdeling

De werking van de schermroosterbuis wordt beheerscht door de verdeling van den electronenstroom over het scherm-

rooster en de anode. Op deze verdeling is de anodespanning van invloed. De totale electronenstroom, die van de kathode uit door het stuurrooster heen gaat en zich over het schermrooster en de anode moet verdeelen, blijft in feite echter onafhankelijk van de anodespanning. Deze wordt namelijk door de potentiaal in het vlak van het stuurrooster bepaald, terwijl deze laatste weer wordt bepaald door de potentiaal in het vlak van het schermrooster. Nu zal de gemiddelde potentiaal in het vlak



schermroostermazen heen schieten, tegen de anode te laten botsen, zouden de anodestroom/anodespanningskarakteristiek en de schermroosterstroom/anodespanningskarakteristiek moeten verlopen, zoals door fig. 139 wordt voorgesteld; in werkelijkheid zullen echter de anodestroom- en schermroosterstroomkarakteristiek, als men het effect van de secundaire emissie van het schermrooster en de anode buiten beschouwing laat (zie onder d), een verloop hebben, zoals door fig. 140 wordt voorgesteld. In de stroomverdeling, zoals in deze figuur wordt uitgebeeld, kan men nu twee gebieden onderscheiden, te weten:

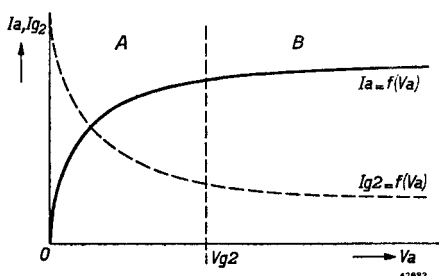


Fig. 140

Anodestroom/anodespanningskarakteristiek (getrokken kromme) en schermroosterstroom/anodespanningskarakteristiek (gestippelde lijn), zoals deze in werkelijkheid bij een schermroosterbuis, bij afwezigheid van de verschijnselen, die met de secundaire emissie verband houden, worden gemeten (zonder ruimtelading). In de stroomverdeling, die hierbij aanwezig is, kan men twee gebieden onderscheiden, te weten het gebied, waarin V_a tussen 0 en ongeveer V_{g2} ligt, het gebied van terugkerende elektronen (A) en het gebied, waarin $V_a > V_{g2}$, het gebied van doorlopende elektroden (B).

$\alpha)$ $V_a \leq V_{g2}$; dit is het gebied waarin elektronen uit de ruimte tussen schermrooster en anode terugkeren. Dit gebied wordt in fig. 140 door A aangeduid.

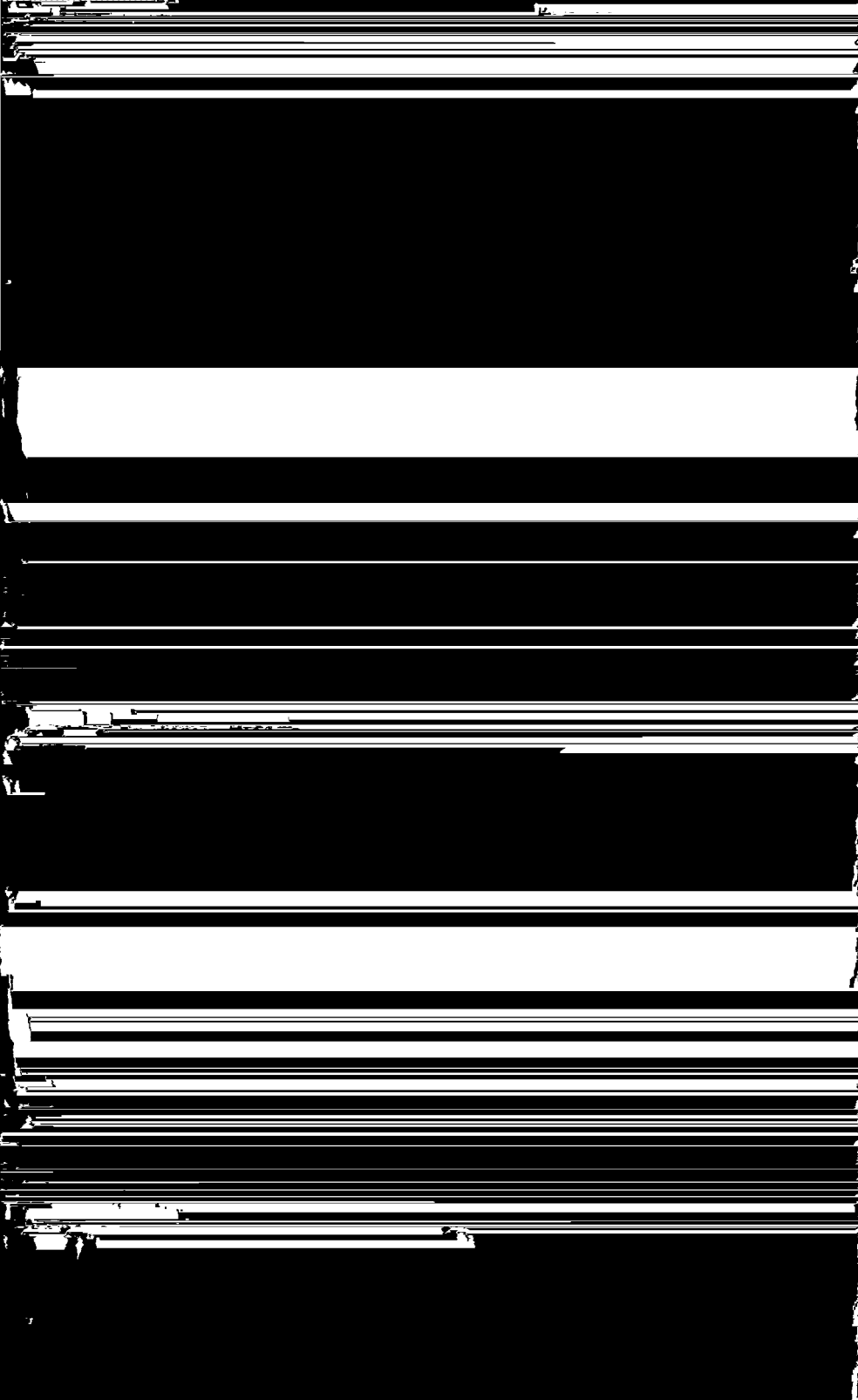
$\beta)$ $V_a > V_{g2}$; dit is het gebied waarin alle elektronen, die door het schermrooster schieten, de anode bereiken. Dit gebied wordt in fig. 140 door B aangeduid.

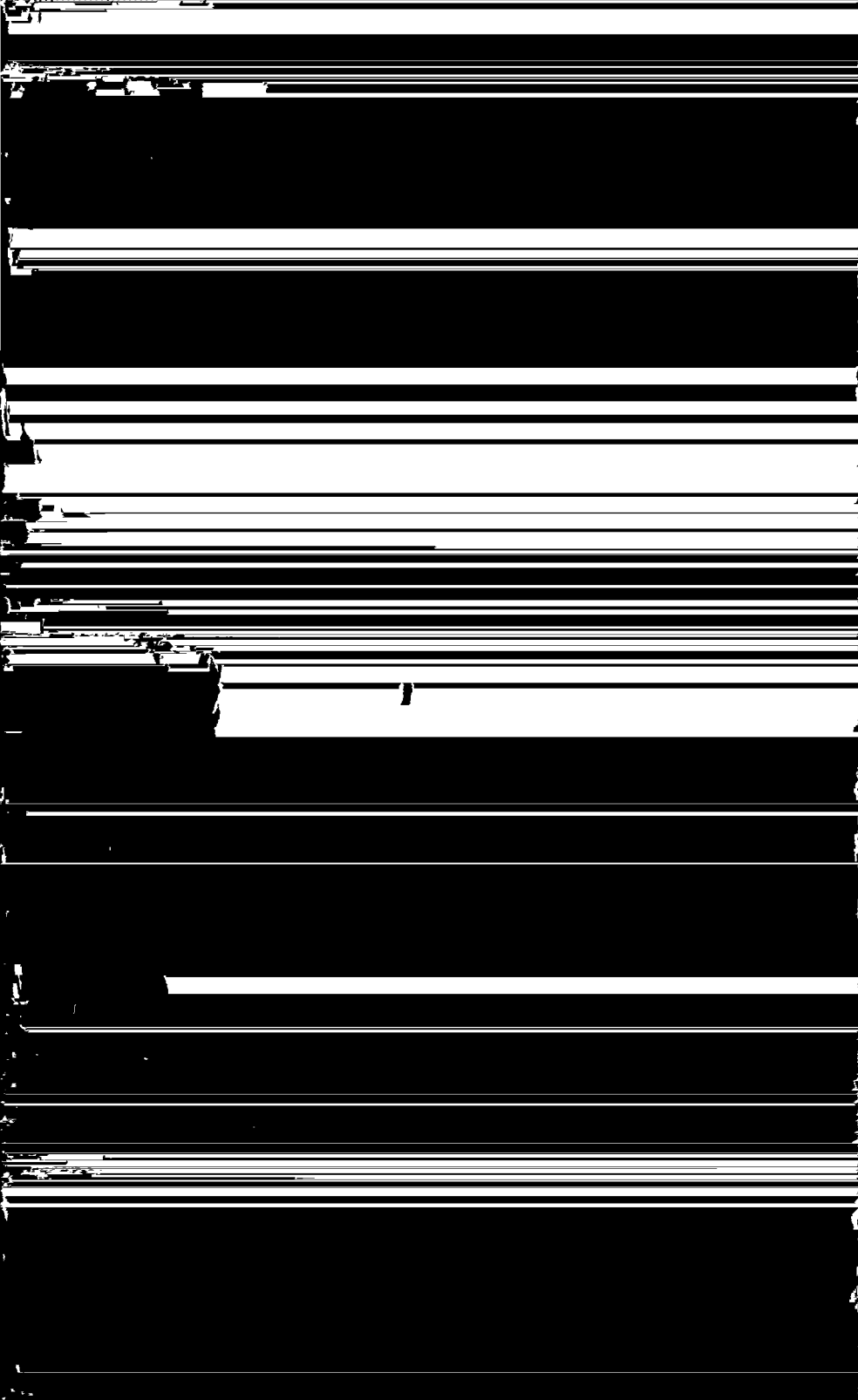
$\alpha)$ De stroomverdeling in het gebied van terugkerende elektronen

Het verloop van de I_a/V_a karakteristiek houdt in dit gebied (zie ook fig. 140) verband met de om-

standigheid, dat de elektronen bij de hierin toegepaste anodespanningen door de veldverdeling in de nabijheid van het schermrooster worden afgebogen. Deze afbuiging geschiedt in de richting van de positieve schermroosterdraden.

Indien een electron a (zie fig. 141) zich in het midden tussen twee roosterdraden beweegt, zal hierop geen zijwaartsche kracht worden uitgeoefend, zoodat het electron zich dus in de richting loodrecht op het vlak van het schermrooster verplaatst. De snelheid, waarmee het electron dit vlak verlaat, komt overeen met de potentiaal op de plaats, waar dit het vlak van het schermrooster overschrijdt. Deze potentiaal is ongeveer gelijk aan de gemiddelde potentiaal in het schermroostervlak. Een electron b ondervindt in de nabijheid van een roosterdraad een zijwaartsche aantrekkingskracht, waardoor de baan met een hoek α







rooster en anode vergroot, door bijvoorbeeld de stuurroosterspanning te verhogen, zal de potentiaal in de ruimte tusschen schermrooster en anode, ten gevolge van de hierdoor opgewekte ruimtelading, dalen. Het potentiaalverdeelingsdiagram zal in dit gebied dan volgens een kromme lijn verlopen, zooals bijvoorbeeld de streep-puntlijn b in fig. 143 voorstelt. Indien de electronenstroom nog grooter wordt, zal de dichtheid tenslotte zóó groot worden, dat de potentiaal een minimum bereikt (fig. 143, kromme c). Daar dit minimum in het geval van de kromme c van fig. 143 in het punt B hooger ligt dan de potentiaal van de kathode ($V = 0$), zal dit minimum door alle electronen, die door het schermrooster heen schieten, toch worden bereikt, waarna zij zich verder naar de hogere potentiaal van de anode (V_a) verplaatsen. Als de electronenstroom verder toeneemt, zal het minimum van de potentiaal de nul-as ($V = 0$) in het punt A bereiken. De stroomverdeling verandert dan zoodanig, dat een deel van de electronen in het minimum van de potentiaal omkeert en zich weer terug naar het schermrooster beweegt. Hierdoor neemt de electronenstroom naar de anode af, terwijl de dichtheid van de ruimtelading links van het punt A toeneemt. Indien de electronenstroom door het schermrooster nog grooter wordt, zal de dichtheid van de ruimtelading links van het critische punt A toenemen en het minimum van de potentiaal naar links verschuiven (kromme e van fig. 143). In dat geval zullen naar verhouding nog meer electronen in het potentiaalminimum omkeeren en dienovereenkomstig minder electronen door het potentiaalminimum gaan. Als de dichtheid van de ruimtelading in de ruimte tusschen schermrooster en anode voldoende groot is, kan zij dus invloed hebben op de stroomverdeling tusschen schermrooster en anode.

In het punt A of C zijn de veldsterkte en de potentiaal klaarblijkelijk gelijk aan 0. Daar dit voor een kathode eveneens het geval is, kan men zich in het punt A of C een kathode voorstellen (evenwijdig aan de anode), die in de ruimte tusschen deze denkbeeldige kathode en de anode electronen uitzendt. Een dergelijke denkbeeldige kathode, die door een potentiaalminimum ontstaat, noemt men een **virtueele kathode**. In het geval van de kromme e, fig. 143, heeft men dus een virtueele kathode in het punt C en een anode op een afstand d_2 van deze denkbeeldige kathode, dus een diode met een anodespanning gelijk aan V_a . De virtueele kathode zendt echter ook electronen in de richting van de kathode terug, zoodat de eerstgenoemde electronen van de kathode ontvangt en een gedeelte hiervan weer naar de kathode terugzendt.

Uit de bovenstaande beschouwingen blijkt, dat bij een zoodanige dichte ruimtelading in de ruimte tusschen schermrooster en anode, waarbij het potentiaalminimum nul bereikt, een gedeelte van den electronenstroom,

die door het vlak van het schermrooster gaat, ten gevolge van dit minimum omkeert, zoodat de stroomverdeeling hierdoor wordt beïnvloed. Uit de volgende sectie van deze paragraaf zal nog blijken, op welke wijze dit potentiaalminimum in de ruimte tusschen schermrooster en anode van nut kan zijn.

d) De secundaire emissie van de anode en het schermrooster bij een tetrode

Indien achter het schermrooster een anode is opgesteld, zooals bij een schermroosterbuis of tetrode het geval is, zullen door de electronen, die tegen de anode botsen, secundaire electronen uit de anode vrij komen, als de electronen voldoende snelheid hebben, dus als de anodespanning voldoende hoog is (zie ook hoofdstuk V). Secundaire electronen zullen op deze wijze reeds vrij worden gemaakt, indien de anodespanning lager is dan de normale schermroosterspanning (bijv. 100 V). Bij een anodespanning, die lager is dan de schermroosterspanning, zullen secundaire electronen, die uit de anode vrij komen, zich in de richting van de hogere potentiaal van het schermroostervlak verplaatsen en door de draden van dit rooster worden opgevangen. Bij een anodespanning, die hooger is dan de schermroosterspanning (bijv. meer dan 20 V hooger), zullen de naar verhouding langzame secundaire electronen naar de anode terugkeeren, daar deze niet tegen het potentiaalverval van de anode naar het schermrooster kunnen oploopen. Door de vrijgemaakte secundaire electronen, die zich bij een anodespanning, die lager is dan de schermroosterspanning, naar het schermrooster verplaatsen, ontstaat een stroom, die tegengesteld is gericht aan den normalen anodestroom. De grootte van dezen stroom, die den normalen primaire anodestroom dus vermindert, is afhankelijk van den secundaire-emissiefactor van het materiaal, waaruit de anode bestaat, en deze factor hangt weer af van de anodespanning (zie ook hoofdstuk V, § 1). Indien de secundaire-emissiefactor in een bepaald anodespanningsgebied grooter is dan 1, zal de anodestroom in dat gebied negatief zijn. Het positieve schermrooster wordt eveneens aan een bombardement van electronen blootgesteld. Hierdoor komen uit de schermroosterdraden secundaire electronen vrij. Indien de potentiaal van de anode hooger is dan die van het schermrooster, zullen deze secundaire electronen zich naar de anode verplaatsen, waardoor de anodestroom toe- en de schermroosterstroom afneemt. Als de anodespanning lager is dan de schermroosterspanning, zullen de secundaire electronen uit het schermrooster daarentegen weer op het schermrooster terugvallen.







In de mazen van het vangrooster, waarvan de potentiaal gelijk is aan 0 V, zal de potentiaal, ten gevolge van de doorgrijpende werking van de anode- en de schermroosterpotentiaal, positief zijn. De gemiddelde potentiaal in het vlak van het vangrooster is afhankelijk van de afstanden tusschen vangrooster, anode en schermrooster en van den spoed waarmee het vangrooster is gewikkeld, alsmede van de draaddikte. Indien

deze gemiddelde potentiaal een te hooge waarde heeft, zal het tegenwerkende veld tusschen anode en vangrooster onvoldoende zijn om den secundaire electronenstroom te onderdrukken. Bij zeer lage waarden van deze potentiaal kunnen de primaire electronen daarentegen het vlak van het vangrooster niet meer passeeren. Als de spoed zeer klein is, nadert de gemiddelde potentiaal in het vlak van het vangrooster namelijk de waarde nul, en de electronen, die in de nabijheid van het schermrooster van de normale richting zijn afgebogen, zullen het vlak van het vangrooster niet meer kunnen bereiken. Het vangrooster moet dus zoodanig zijn gedimensioneerd, dat de primaire electronen in het desbetreffende gebied van de karakteristieken nog voldoende worden doorgelaten, terwijl de secundaire electronen worden tegengehouden.

In de practijk hebben de vangroosters doorgaans dan ook een betrekkelijk grooten spoed.

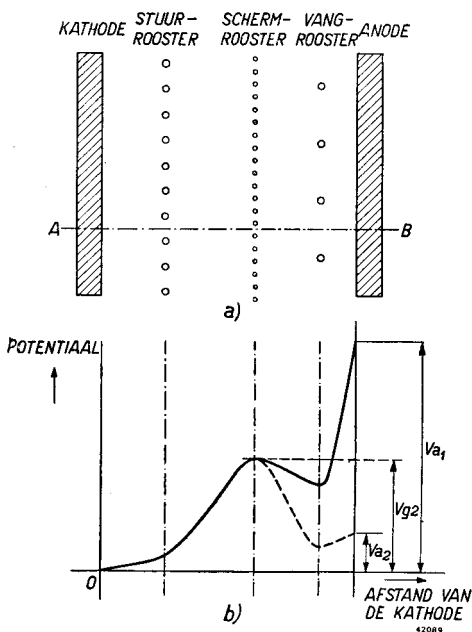


Fig. 146

a) Doorsnede door een electrodensysteem van een schermroosterbuis met vangrooster en evenwijdige, vlakke electroden.

b) *Getrokken kromme*: Potentiaalverdeling in de doorsnede A-B van de buis, die door fig. 146a wordt voorgesteld, bij een anodespanning V_{a1} , die hooger is dan de schermroosterspanning V_{g2} .

Gestippelde kromme: Potentiaalverdeling in de doorsnede A-B bij een anodespanning V_{a2} , die lager is dan de schermroosterspanning.

Bij deze krommen wordt geen rekening gehouden met de aanwezigheid van ruimteladingen.

Het vangrooster oefent op de primaire stroomverdeling tusschen anode en schermrooster een ongunstigen invloed uit; de schermroosterstroom is grooter en de anodestroom kleiner dan bij een overeenkomstige tetrode (zonder secundaire electronenemissie) het geval zou zijn. Hier staat

tegenover, dat de invloed van de anodespanning op den totalen katho-destroom I_k door het vangrooster wordt verminderd; de anodespanning echter heeft een grooteren invloed op de stroomverdeling.

§ 4. Een tweede stuurrooster achter een schermrooster

In hexoden, heptoden en octoden bevinden zich twee stuurroosters, en wel één om de kathode, terwijl het tweede zich achter een schermrooster bevindt. Terwijl schermroosterbuizen met een vangrooster (pentoden) zoodanig worden gedimensioneerd, dat de electronenstroom naar de anode zooveel mogelijk onafhankelijk is van de gemiddelde potentiaal in het vlak van het vangrooster, zal het bij buizen, waarin zich achter het schermrooster een stuurrooster bevindt, meestal gewenscht zijn, dat de stuurspanning in het vlak van het tweede stuurrooster een zoo groot mogelijken invloed heeft op den electronenstroom, die door dit rooster vloeit. Een dergelijk rooster zal daarom een kleinen spoed en zoodoende een groote sturende werking hebben.

§ 5. Een schermrooster achter een tweede stuurrooster

In de buistypen met twee stuurroosters, die in de vorige paragraaf zijn beschreven (hexoden, heptoden en octoden), bevindt zich achter het tweede stuurrooster nog een tweede schermrooster. Indien men het vlak van het eerste schermrooster weer als kathode beschouwt, heeft het tweede schermrooster achter het tweede stuurrooster dezelfde taak te vervullen als het schermrooster in een schermroosterbuis (tetrode of penthode).







Deze stroom vloeit dus van het rooster over de anode naar de kathode en is schijnbaar afkomstig van een capaciteit $(G + 1)C_{ag}$, welke parallel aan de rooster-kathodecapaciteit is geschakeld.

Bij een zuiver ohmschen weerstand in de anodeketen is de wisselstroom van de anode naar de kathode door de buis in fase met de wisselspanning tusschen rooster en kathode V_{gk} (zie fig. 150a). De wisselspanning van de anode t.o.v. de kathode is dan in tegenfase met de wisselspanning van het rooster t.o.v. de kathode, en de wisselspanning van het rooster t.o.v. de anode, welke gelijk is aan $V_{gk} - V_{ak}$, is dus in fase met de wisselspanning van het rooster t.o.v. de kathode. Daar V_{ga} en V_{gk} in fase zijn, zullen ook de stroomen door C_{ag} en C_{gk} met elkaar in fase zijn. We zien, dat bij een zuiver ohmschen weerstand of een impedantie in de anodeketen, die een zuiver ohmsch karakter heeft (trillingskring bij resonantie), de stroomen door de C_{ag} en de C_{gk} elkander vergrooten.

Wordt het bovenstaande in een vectordiagram uitgezet, dan ontstaat fig 150b. De spanningen V_{gk} en V_{ga} zijn met elkander in fase en haar vectoren liggen dus in dezelfde richting. De stroom I_{Cag} door de capaciteit C_{ag} , die door de spanning V_{ag} veroorzaakt wordt, is 90° voorijlend t.o.v. V_{ga} . De stroom I_{Cgk} door de rooster-kathodecapaciteit C_{gk} ijlt eveneens 90° voor t.o.v. de spanning V_{gk} , en daar beide spanningen met elkander in fase zijn, zijn de stroomen I_{Cgk} en I_{Cag} eveneens met elkander in fase.

Wanneer de impedantie in de anodeketen geen zuiver ohmsch karakter heeft, zal een fasehoek tusschen den anodestroom I_{ak} en de spanning V_{ak} tusschen anode en kathode optreden. Dit zal het geval zijn, als in de anodeketen een trillingskring is opgenomen

en de frequentie van het door de buis versterkte signaal niet met de resonantiefrequentie van den kring overeenkomt. Is deze frequentie lager dan de resonantiefrequentie, dan gedraagt de kring zich hiervoor als een zelfinductie parallel geschakeld aan een weerstand; bij een hogere frequentie dan de resonantiefrequentie gedraagt hij zich als een capaciteit, die aan een weerstand parallel is geschakeld. Deze weerstand is bijv. de resonantieweerstand van den kring, waaraan parallel

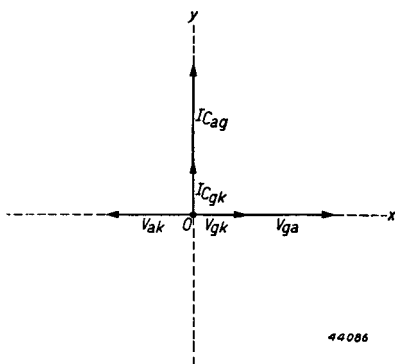


Fig. 150b

Vectordiagram van de spanningen tusschen rooster en kathode V_{gk} , tusschen anode en kathode V_{ak} en tusschen rooster en anode V_{ga} en de stroomen door de rooster-anodecapaciteit C_{ag} en door de rooster-kathodecapaciteit C_{gk} , indien in de anodeketen een impedantie van zuiver ohmsch karakter aanwezig is.



Is in de anodeketen een impedantie aanwezig, die een capacitief karakter heeft, bijv. een capaciteit, die aan een weerstand parallel geschakeld is, dan zal de vector voor de V_{ga} een negatieven fasehoek t.o.v. den vector V_{gk} hebben (zie fig. 150d). Deze wisselspanning zal door de C_{ag} een stroom $I_{C_{ag}}$ veroorzaken, welke eveneens t.o.v. de $I_{C_{kg}}$ naijend is en waarvan de wattcomponent $I_{(+R)}$ dezelfde fase heeft als V_{gk} . Dit betekent, dat deze stroom ook door de spanning V_{gk} over een positieven weerstand $+R$ tusschen rooster en kathode veroorzaakt had kunnen zijn, hetgeen overeenkomt met het vergrooten van de demping van een tusschen rooster en kathode geschakelden kring.

De verklaring van de demping of ontdemping van het systeem door den invloed van de rooster-anodecapaciteit kan ook door berekening op de volgende eenvoudige wijze geschieden.

De anodewisselspanning is gegeven door:

$$(2) \quad V_{ak} = -SZ_a V_{gk}.$$

Hierin is S de steilheid van de buis en Z_a de anode-impedantie, die ook den inwendigen weerstand R_i bevat.

De wisselspanning tusschen rooster en anode is gelijk aan:

$$(3) \quad V_{ga} = V_{gk} - V_{ak} = (1 + SZ_a) V_{gk}.$$

Hieruit volgt de stroom door de rooster-anodecapaciteit C_{ag} , die gelijk is aan:

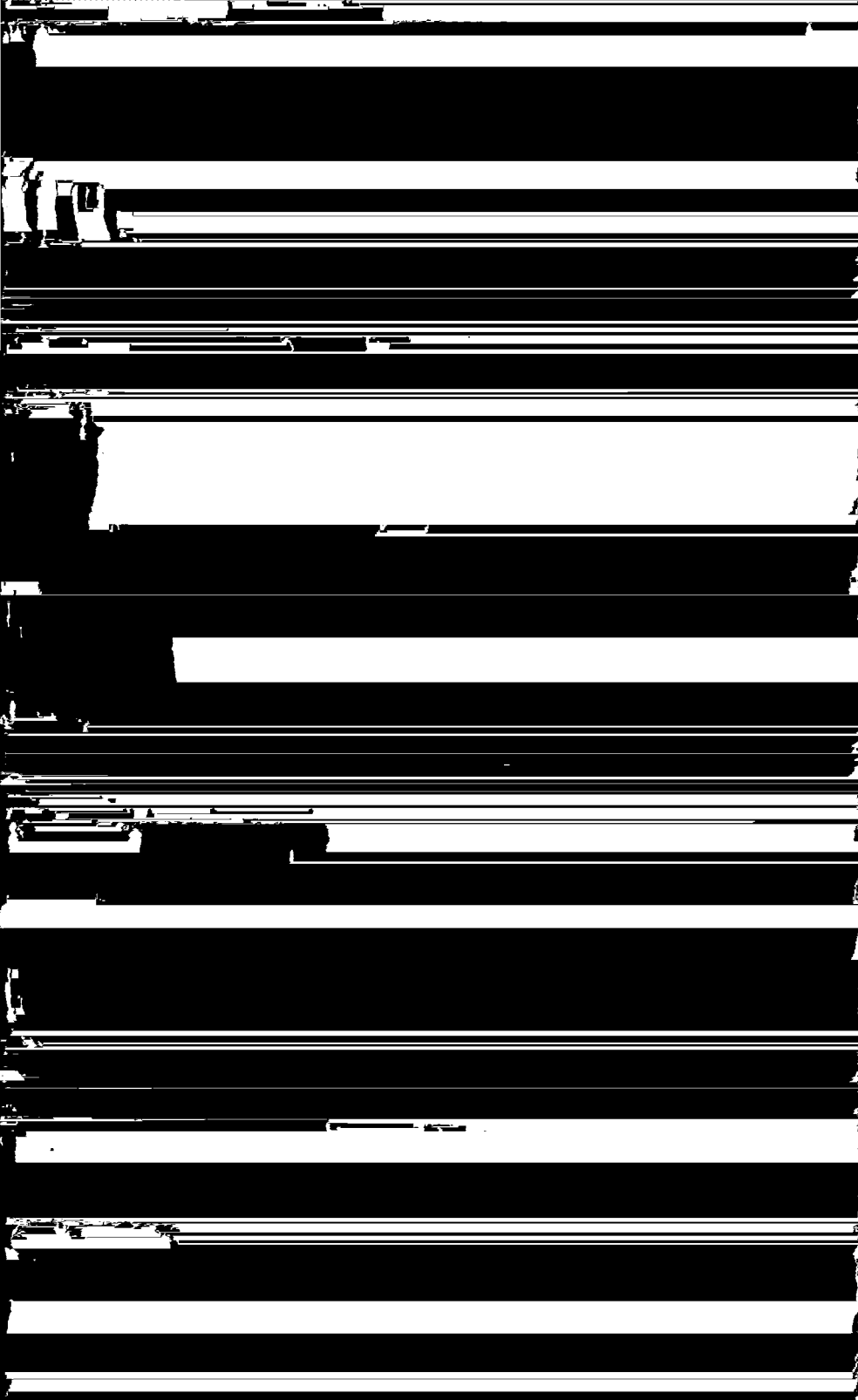
$$(4) \quad I_{C_{ag}} = j\omega C_{ag} V_{ga} = j\omega C_{ag} (1 + SZ_a) V_{gk}.$$

Indien nu de anode-impedantie een capacitief of inductief karakter heeft, kan men hiervoor schrijven:

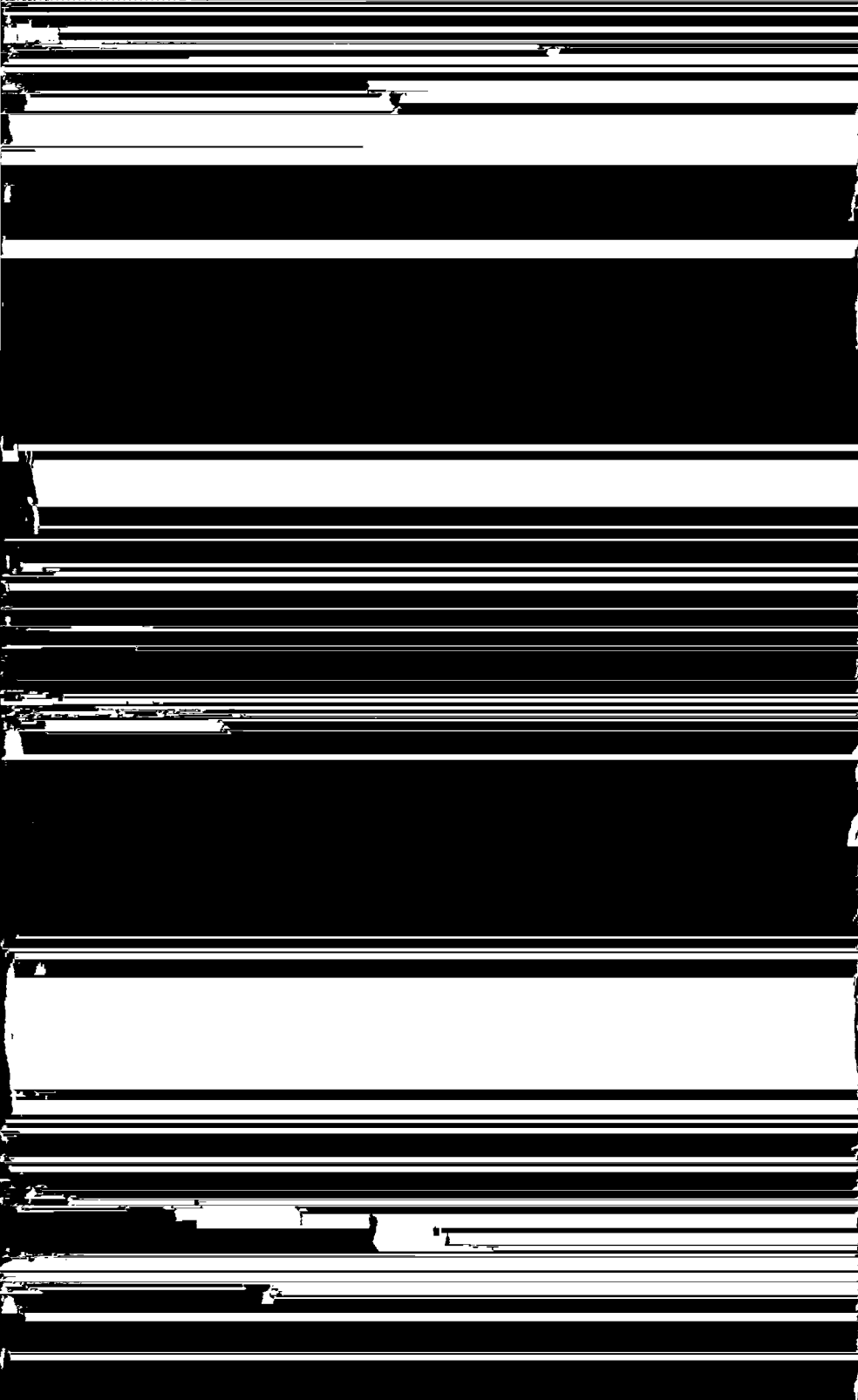
$$(5) \quad Z_a = R + jX,$$

waarin X de reactantie hiervan is. Voor den stroom $I_{C_{ag}}$ kan nu geschreven worden, indien Z_a in vergelijking (4) door $R + jX$ vervangen wordt:

$$(6) \quad I_{C_{ag}} = j\omega C_{ag} (1 + SR + jSX) V_{gk} = \\ = -\omega C_{ag} SX V_{gk} + j\omega C_{ag} (1 + SR) V_{gk}.$$









dig zijn ten einde de penthoden voor de energieversterking geschikt te maken. Zoo heeft de C_{ag1} van de Philips eindpenthode EL 3 een maximale waarde van $0,8 \mu\mu F$. Als eindversterker levert ze normaliter een 57-voudige versterking op, zoodat bij een capaciteitswaarde van $0,8 \mu\mu F$ een vergrooting van de ingangscapaciteit van ongeveer $46 \mu\mu F$ plaats heeft. Dit kan voor het weergeven van hooge tonen in laagfrequent-versterkers van belang zijn. Om deze reden wordt ook bij eindpenthoden de waarde van de C_{ag1} begrensd.

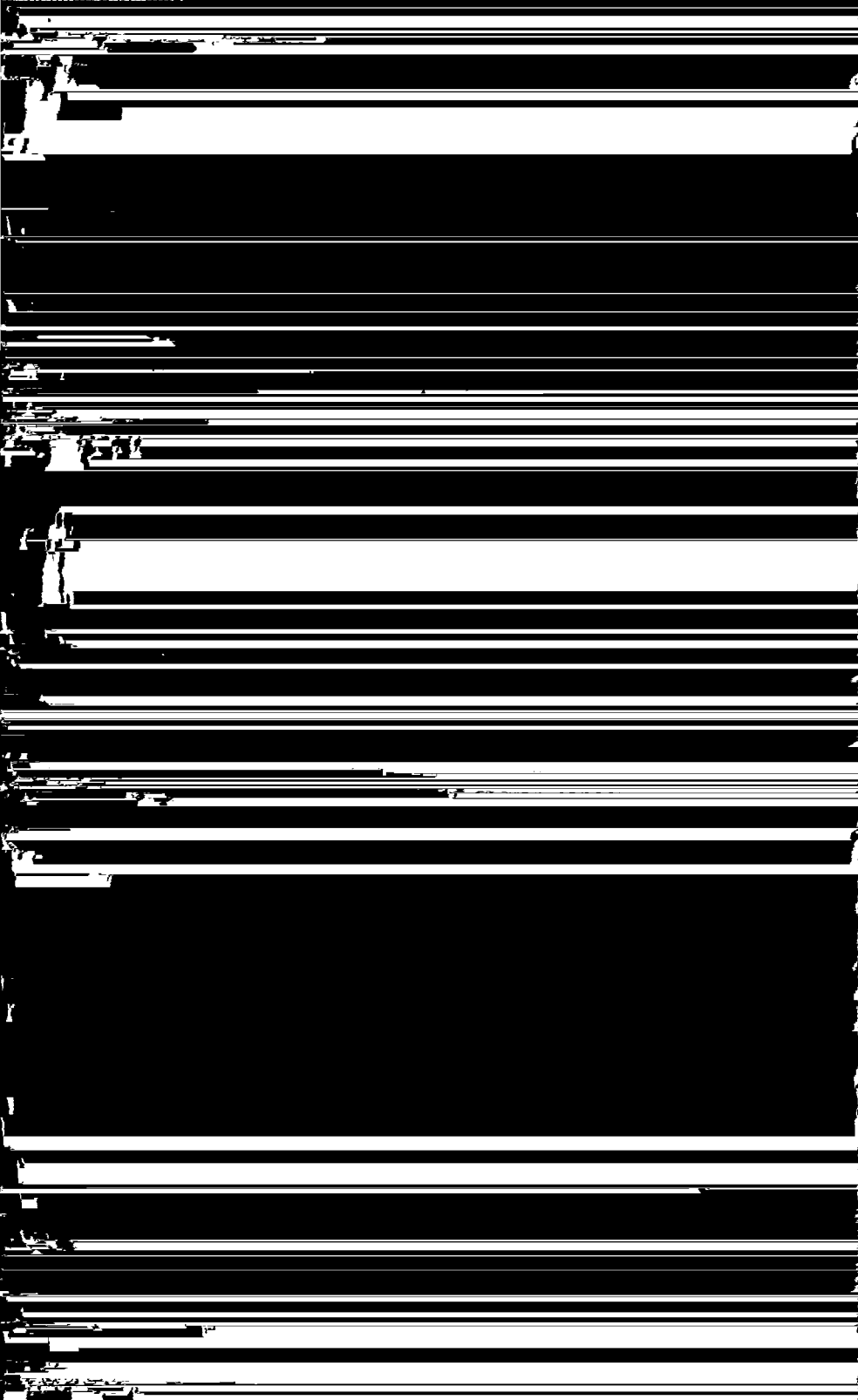
c) De capaciteiten van een octode

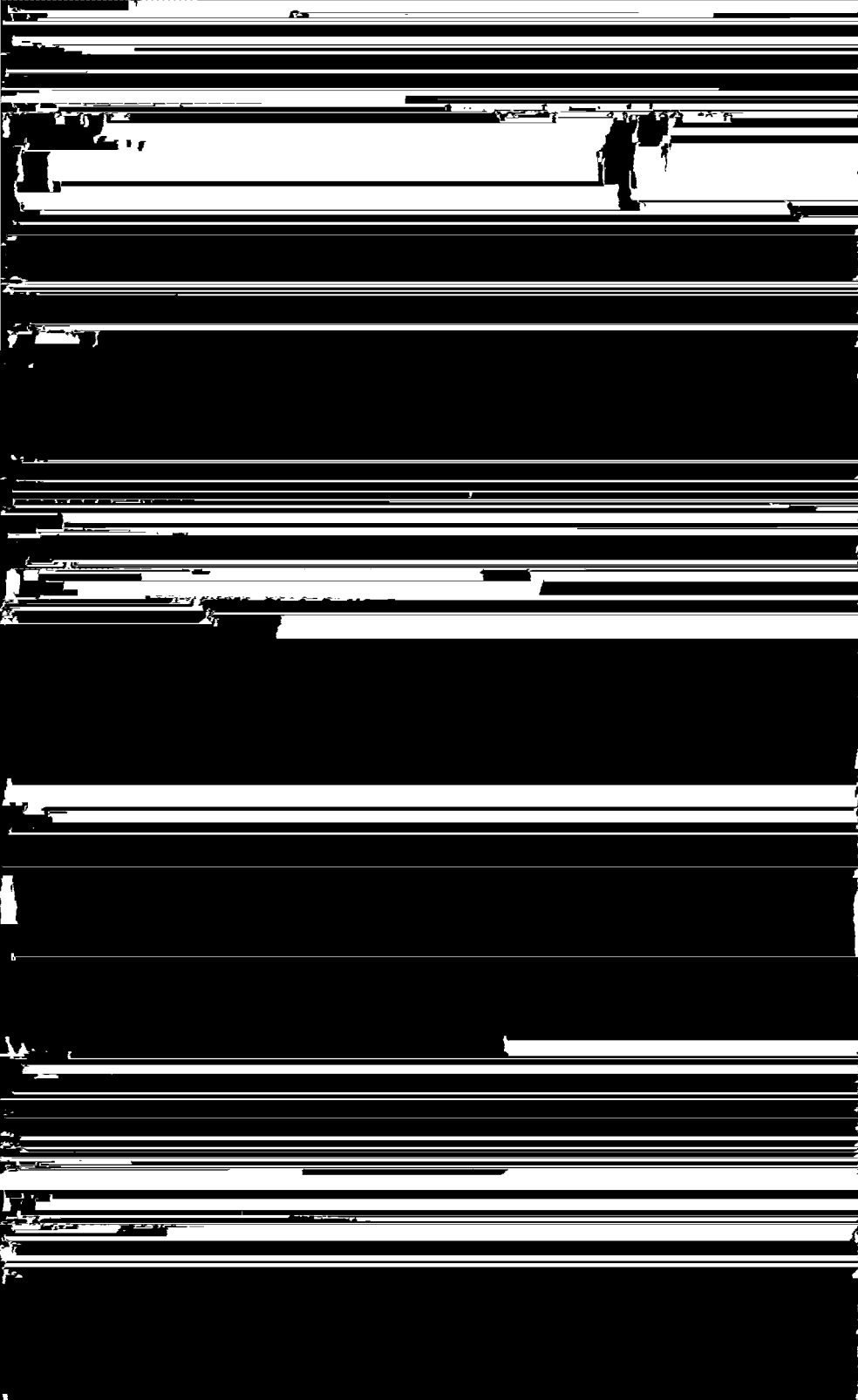
Bij een mengbuis van het type octode zijn twee stuurroosters aanwezig, nl. het stuurrooster g_1 van het oscillatorgedeelte en het stuurrooster g_4 van het menggedeelte. Aan g_4 wordt de hoogfrequente wisselspanning van het signaal, dat men wil ontvangen, gelegd, aan de anode ligt de middenfrequente wisselspanning en aan g_1 en g_2 liggen wisselspanningen van de oscillatorfrequentie. De capaciteit C_{g4} van het rooster is nu gedefinieerd als de capaciteit tusschen rooster en kathode, die men vindt, wanneer men alle electroden, die geen H.F. of M.F. wisselspanning of wisselspanning met de oscillatorfrequentie t.o.v. de kathode voeren, met de kathode heeft verbonden.

Dit zijn dan de electroden $g_3 + g_5$, g_6 , de gloeidraad en de metalliseering. De anodecapaciteit is gedefinieerd als de capaciteit van de anode t.o.v. de kathode, wanneer eveneens $g_3 + g_5$, g_6 , de gloeidraad en de metalliseering met de kathode zijn verbonden. Voorts worden van een octode in de publicatiegegevens opgenomen de onderlinge capaciteiten C_{ag4} , C_{g1g4} en de capaciteiten C_{g1} en C_{g2} van het oscillatorstuurrooster en van de oscillatoranode. De C_{ag4} , C_{g1g4} , C_{g1} en C_{g2} worden eveneens opgegeven als de capaciteiten, die men vindt, wanneer de electroden $g_3 + g_5$, g_6 , de gloeidraad en de metalliseering met de kathode zijn verbonden. De C_{ag4} maakt het mogelijk de terugwerking van de middenfrequente anodewisselspanning op den ingangskring te bepalen, hetgeen voor het onderzoek van fluittonen van belang kan zijn (zie hoofdstuk XX). Zoo hebben alle capaciteiten hun beteekenis en is het van belang deze te kennen, ten einde hun invloeden te kunnen nagaan.

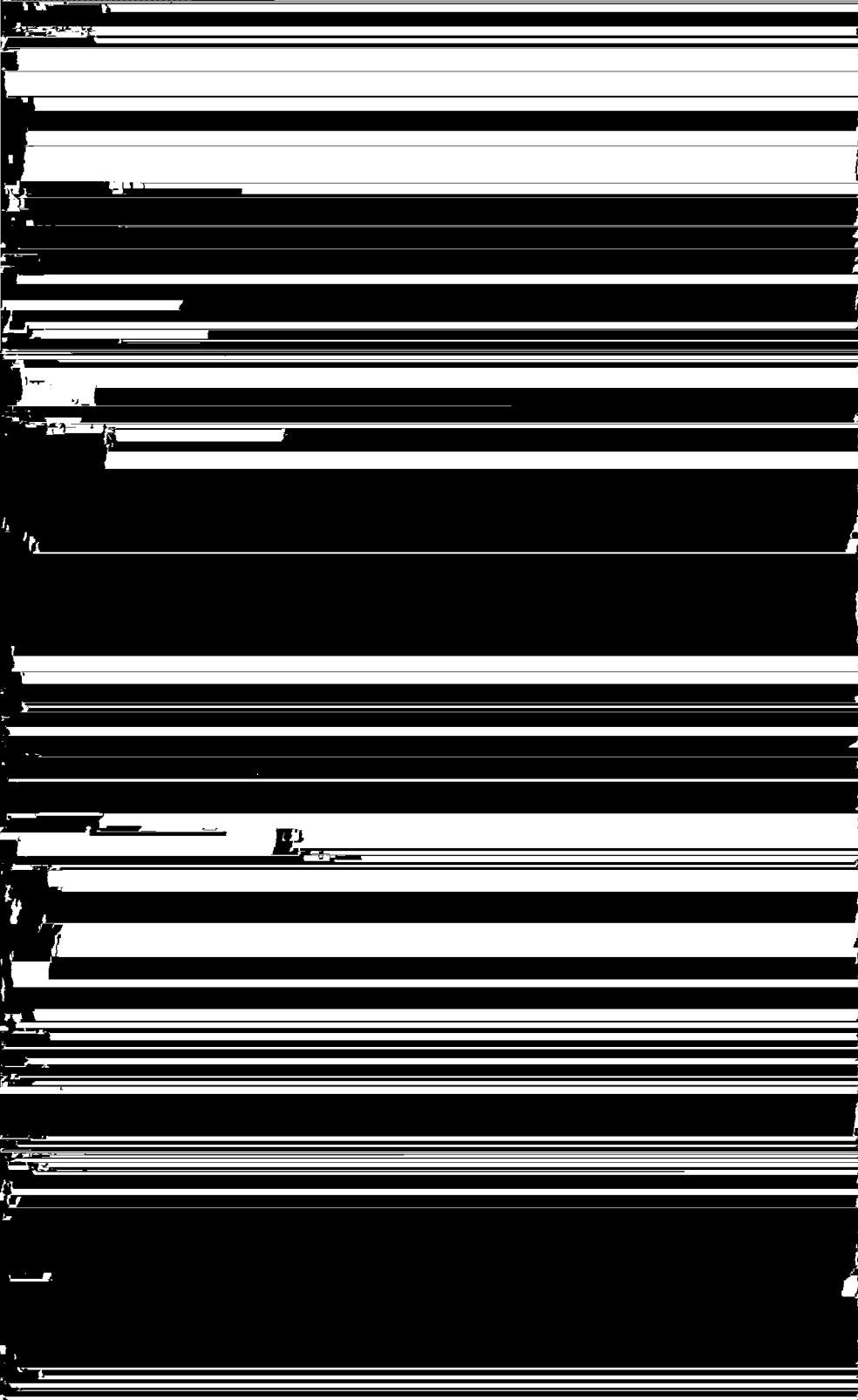
d) De capaciteiten van andere meerroosterbuizen en van gecombineerde buizen

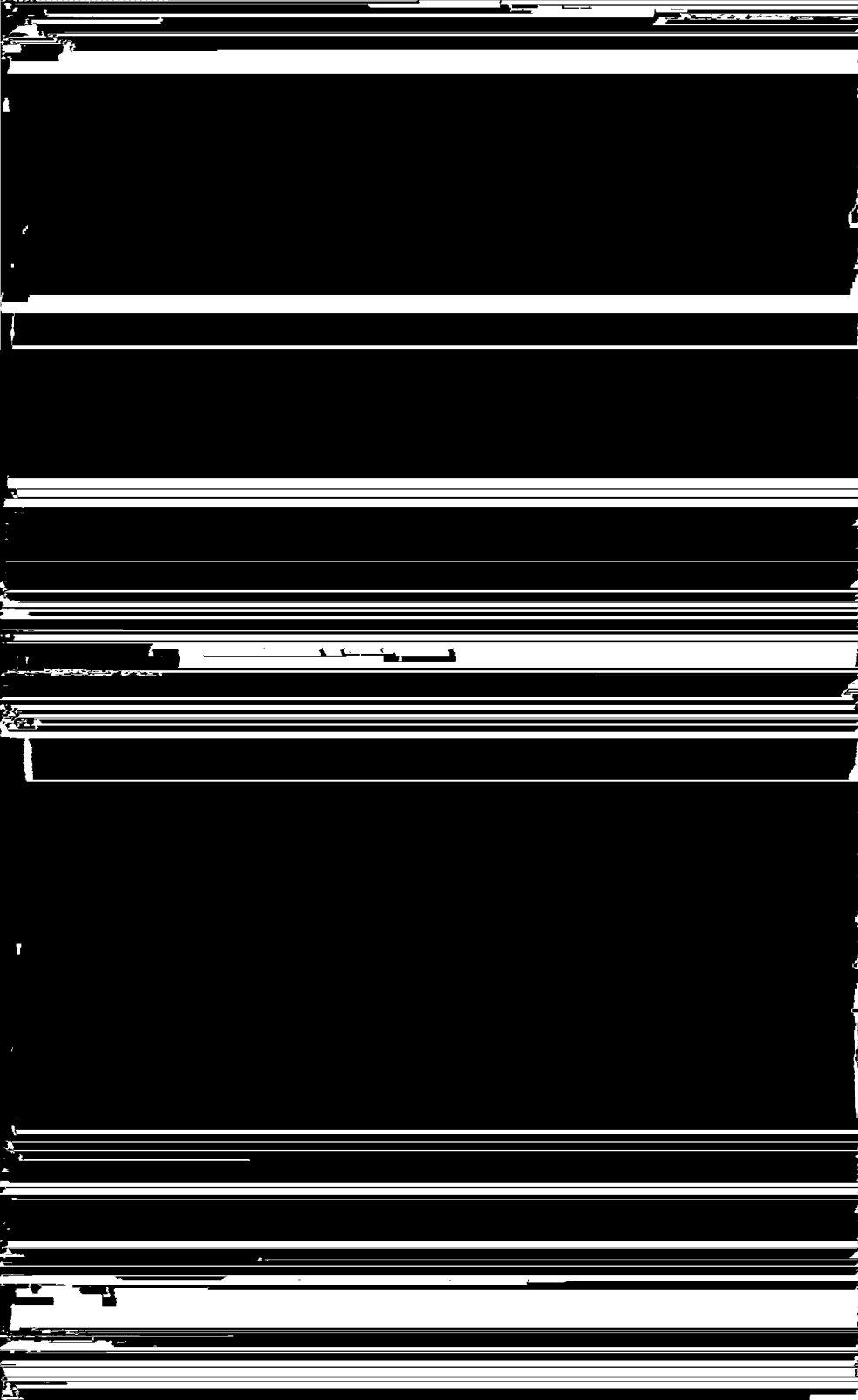
Uit het voorgaande volgt vanzelf de beteekenis van de capaciteiten, die voor andere typen meerroosterbuizen en voor gecombineerde buizen

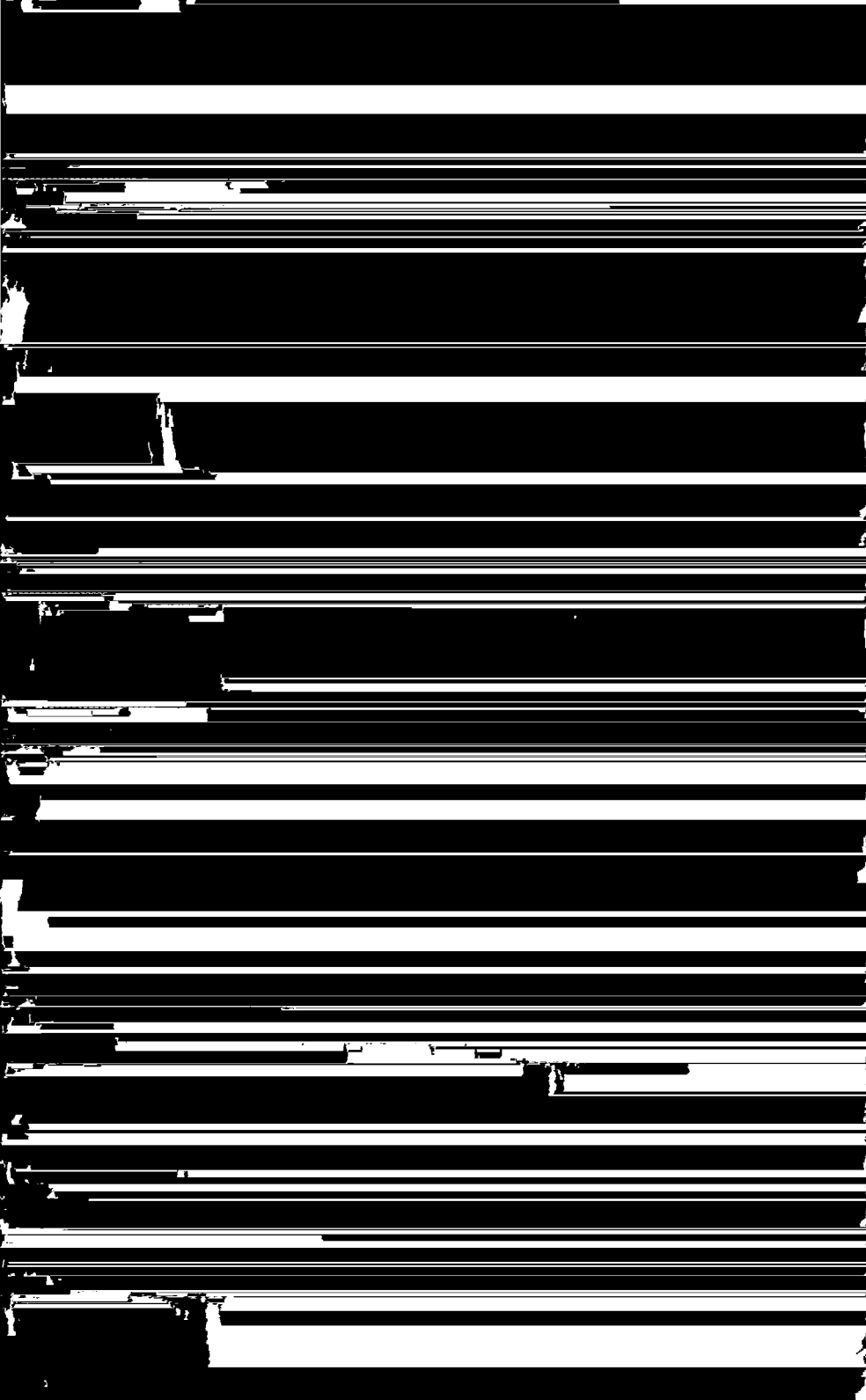


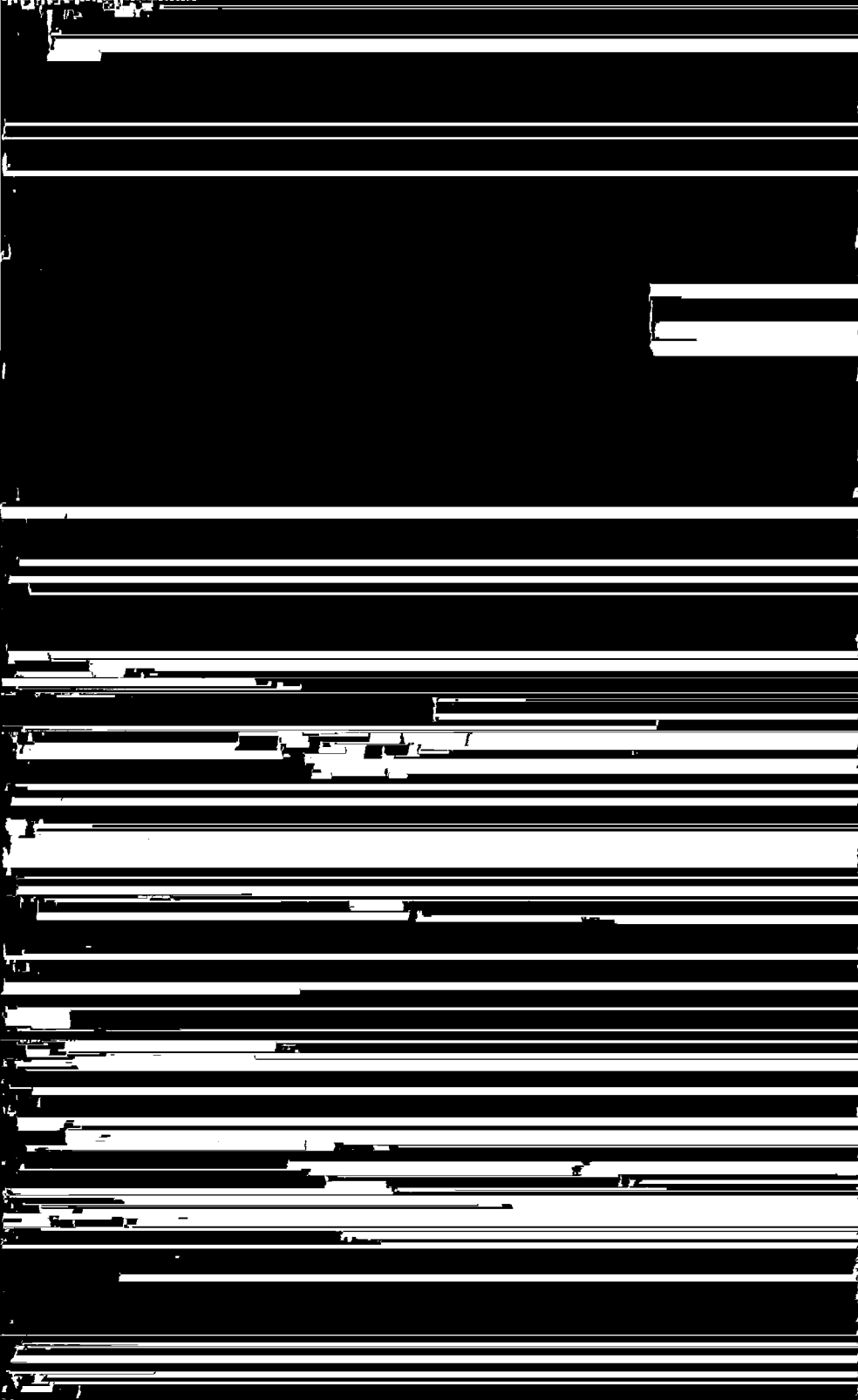












breekt, verloopt de anodewisselstroomkromme asymmetrisch en bestaat de vervorming voornamelijk uit de tweede harmonische. Bij een triode is de vervorming inderdaad voor een groot gedeelte aan de tweede harmonische te wijten.

Fig. 160 toont een grondgolf (getrokken lijn) begeleid door een sinusvormigen wisselstroom (gestippelde lijn), waarvan de amplitude 25% van die van de grondgolf en de frequentie twee keer zoo groot is (tweede harmonische). De streep-puntlijn stelt den wisselstroom voor, die gevormd wordt door de grondgolf met de tweede harmonische tezamen. Deze wisselstroom bevat dus een grondgolf met 25% tweede harmonischen.

Zooals in het begin werd gezegd, is de anodestroom van een buis ten gevolge van de kromming van de I_a/V_g karakteristiek vervormd en derhalve samengesteld uit een wisselstroom I_1 met de grondfrequentie en een aantal wisselstroomen I_2, I_3, I_4 , enz., die de dubbele, drievoudige, viervoudige, enz. frequentie hebben van I_1 , dus een aantal harmonischen. De effectieve waarde van den totalen anodewisselstroom I_a is dan, zooals uit de electrotechniek bekend is, gelijk aan:

$$I_a = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}$$

Hierin stellen I_1, I_2, I_3, I_4 , enz. effectieve waarden van stroomen voor. De grootte van de totale vervorming ¹⁾ zal met d_{tot} , die van de tweede harmonische met d_2 , die van de derde harmonische met d_3 , enz. worden aangeduid. De vervormingsfactor d_{tot} is gedefinieerd door:

$$d_{tot} = \sqrt{\frac{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}{I_1^2}}$$

d.w.z. door de verhouding van de wortel uit de som van de kwadraten van de wisselstroomen met harmonische frequenties en van den wisselstroom met de grondfrequentie. De vervorming door de tweede harmonische is gedefinieerd door $d_2 = I_2/I_1$, die van de derde harmonische door $d_3 = I_3/I_1$, enz., zoodat de totale vervorming ook geschreven kan worden:

$$d_{tot} = \sqrt{d_2^2 + d_3^2 + d_4^2 + \dots}$$

De in een buis ontstane vervorming kan door meting bepaald worden. De meting van de vervorming geschiedt in principe als volgt en wordt

¹⁾ Vervorming wordt ook wel distorsie genoemd, vandaar dat voor het symbool van vervorming de letter d wordt gebruikt.

in fig. 161 schematisch voorgesteld. Het signaal van een oscillator, dat een frequentie van 500 Hz heeft, wordt via een filter, dat de harmonischen van dit signaal op zeer effectieve wijze onderdrukt, naar het

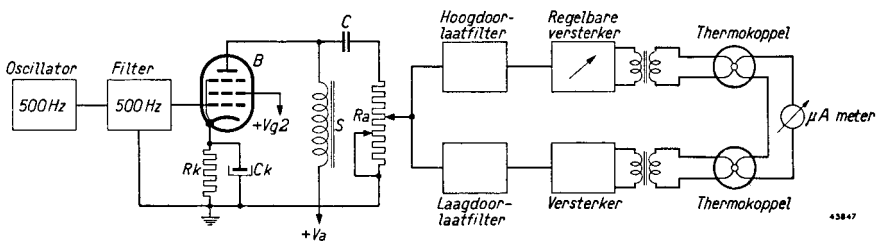


Fig. 161

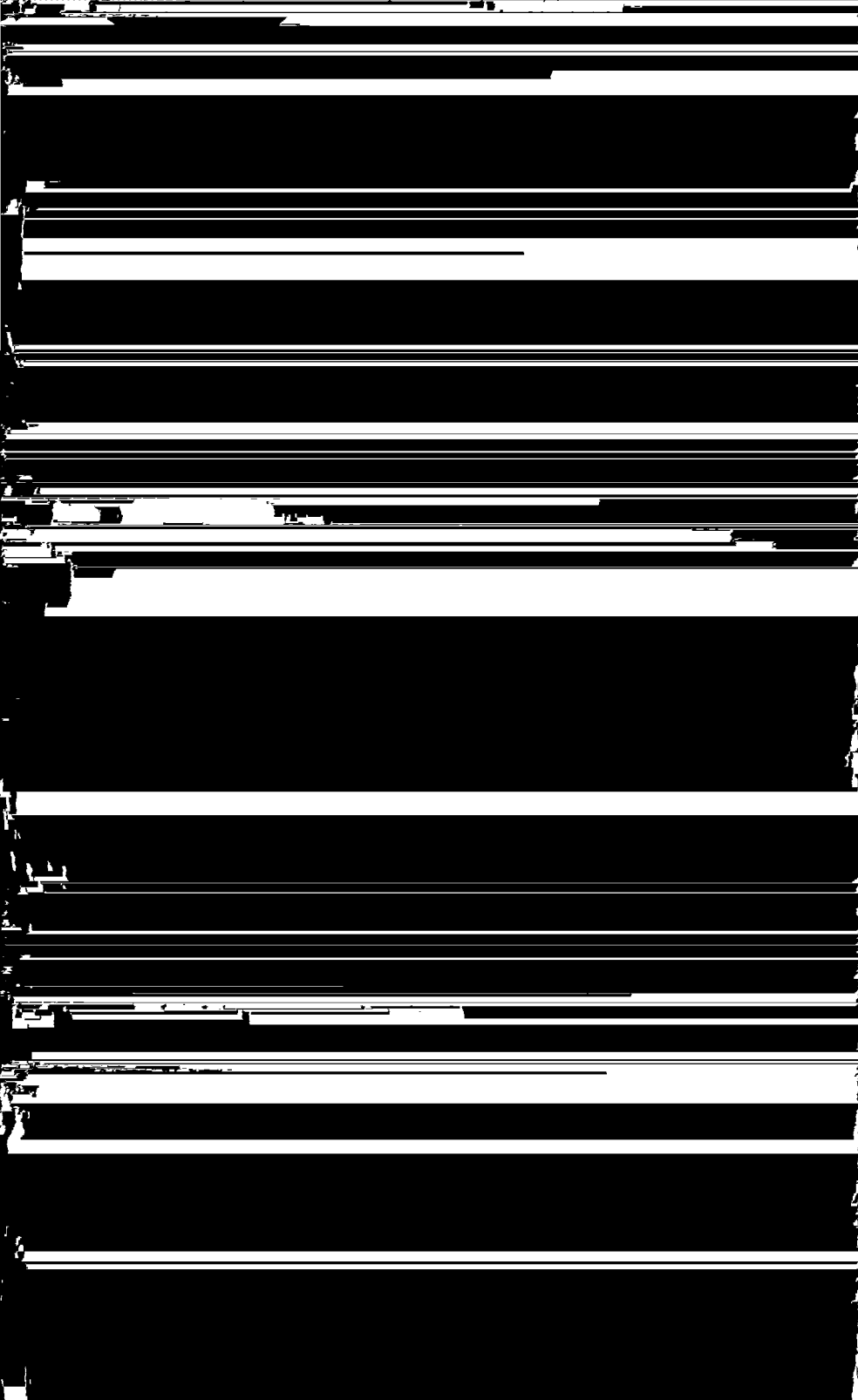
Principeschema van een installatie voor het meten van de vervorming, die in den anodestroom van een buis (B in het schema) ontstaat ten gevolge van de kromming van de karakteristiek.

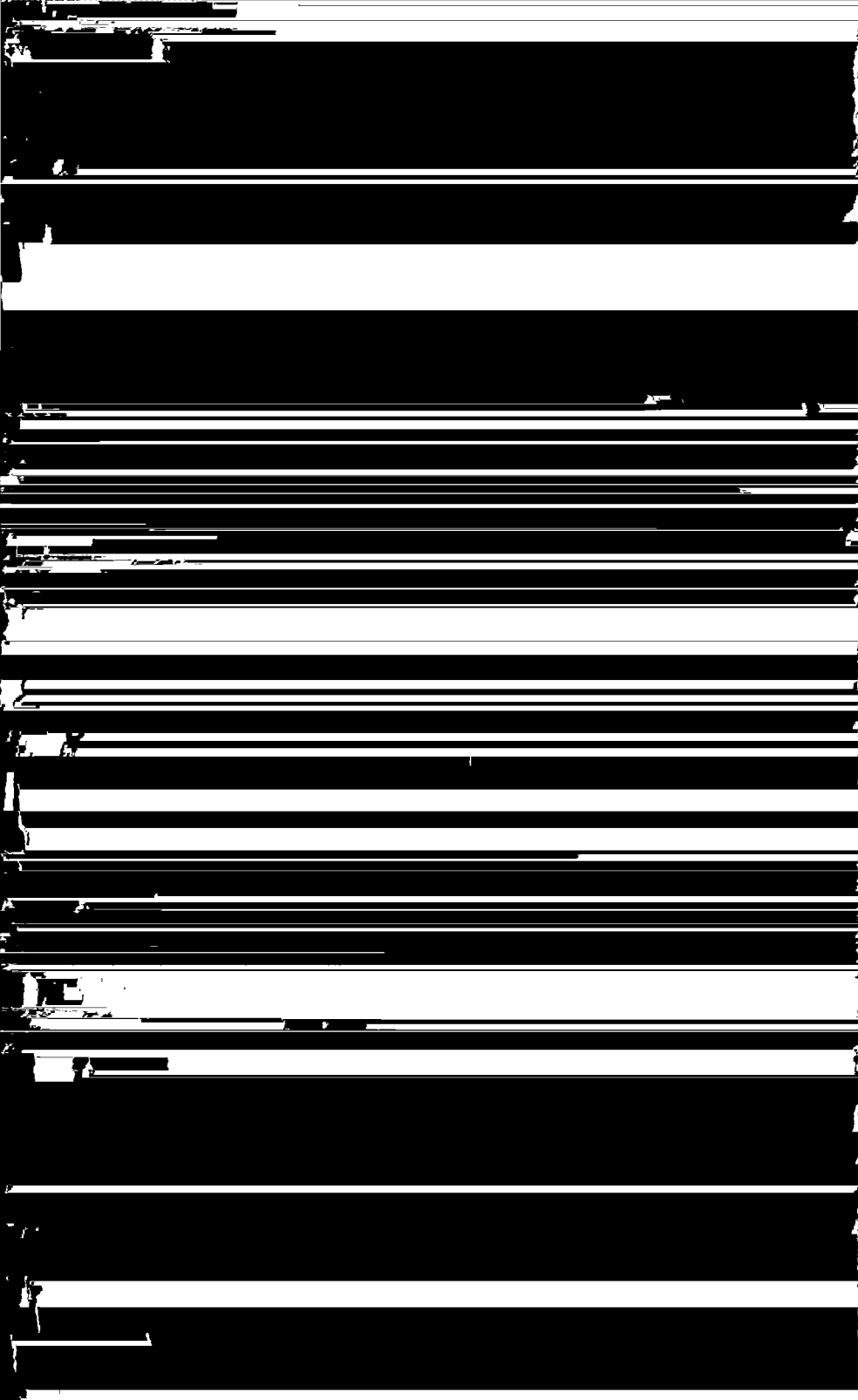
rooster van de te onderzoeken buis gevoerd. De anode van deze buis wordt met gelijkstroom gevoed door een smoorspoel, die zoo gedimensionneerd is, dat deze geen vermeerdering van de vervorming veroorzaakt; de wisselstroombelastingweerstand van de buis wordt door middel van een condensator met haar anode gekoppeld. Het uitgangsvermogen kan zodoende bepaald worden door den wisselstroom in den belastingsweerstand te meten. Daar de impedantie van de smoorspoel voor 500 Hz en hooger zeer veel grooter is dan de belastingsweerstand R_a , zal de anodewisselstroom nagenoeg geheel door R_a vloeien. De belastingsweerstand is gekoppeld met twee filters, die ieder door een versterker zijn gevolgd. Het kanaal met het laagdoorlatende filter dient voor de grondfrequentie; het kanaal met het hoogdoorlatende filter laat alleen de harmonischen door. Het hoogdoorlatende filter in het laatste kanaal kan desgewenscht vervangen worden door een ander filter, dat alleen een bepaalde harmonische van de grondfrequentie doorlaat. Met behulp van filters, die ingesteld zijn op de tweede, derde en hogere harmonischen, kan de vervorming ontleed worden in haar verschillende componenten en kan men de bijdrage van ieder van deze harmonischen tot de totale vervorming bepalen.

De uitgang van ieder van de twee versterkers is door middel van een transformator met den gloeidraad van een thermokoppel¹⁾ gekoppeld.

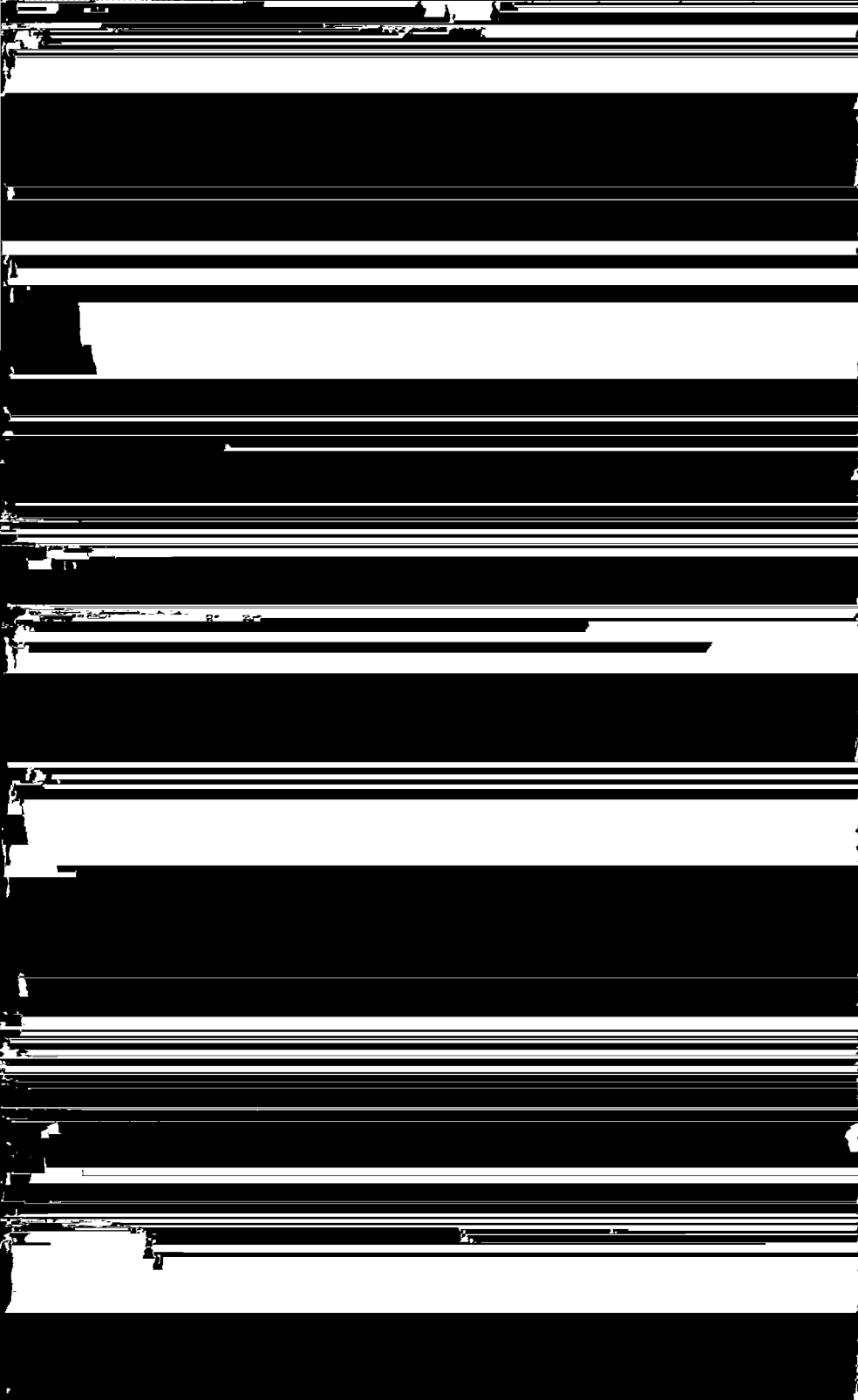
¹⁾ Onder een thermokoppel is te verstaan een element, dat uit twee bepaalde, verschillende metalen bestaat. Tusschen deze metalen bestaat een potentiaalverschil, dat in een uitwendige stroomketen een stroom veroorzaakt en dat afhankelijk is van de temperatuur van de contactplaats der metalen. Deze contactplaats wordt in een thermokoppel verhit door een gloeidraad, waardoorheen de te meten stroom vloeit. Het potentiaalverschil tusschen de metalen is zodoende een maat voor den stroom door den verhittings- of gloeidraad.

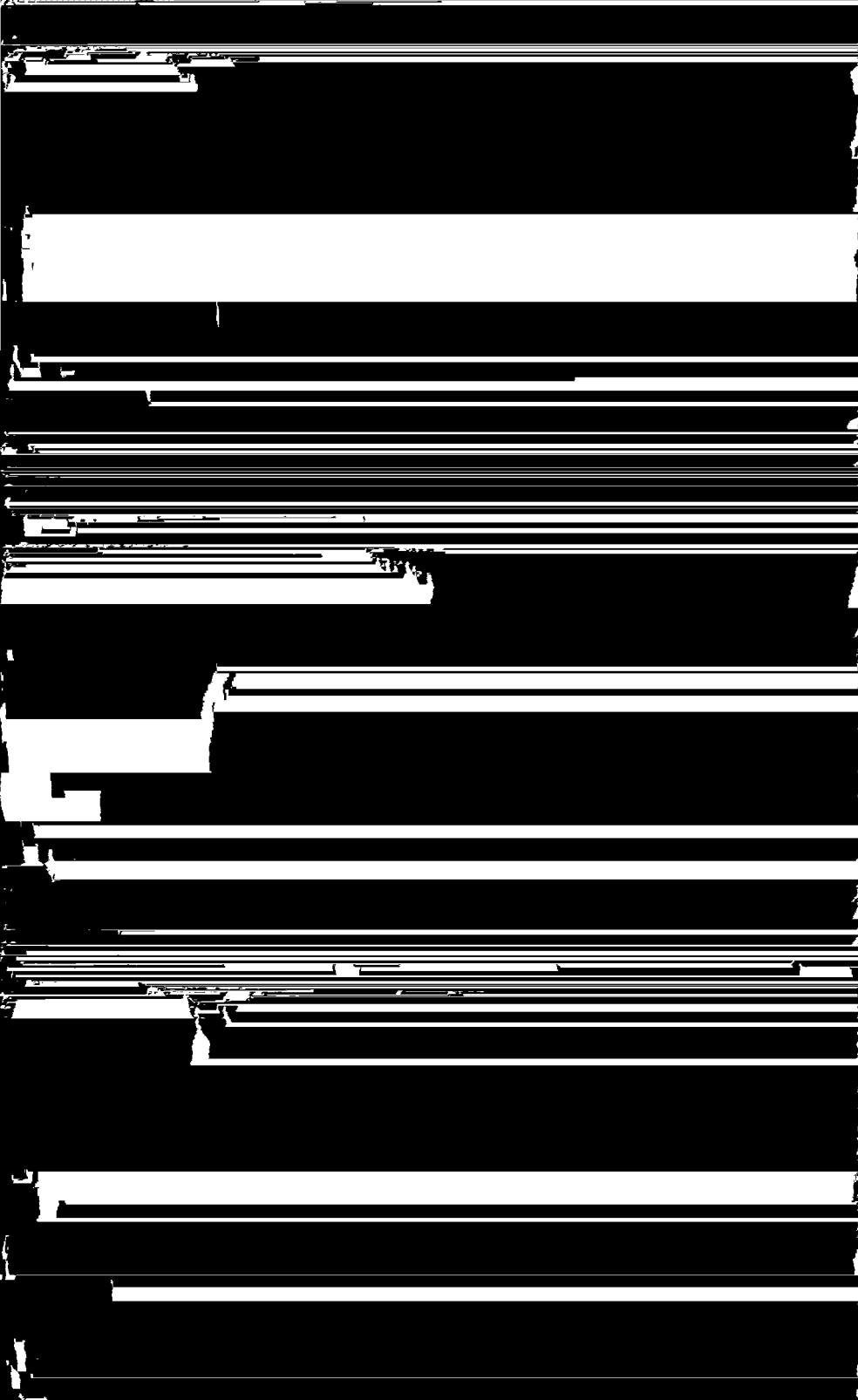




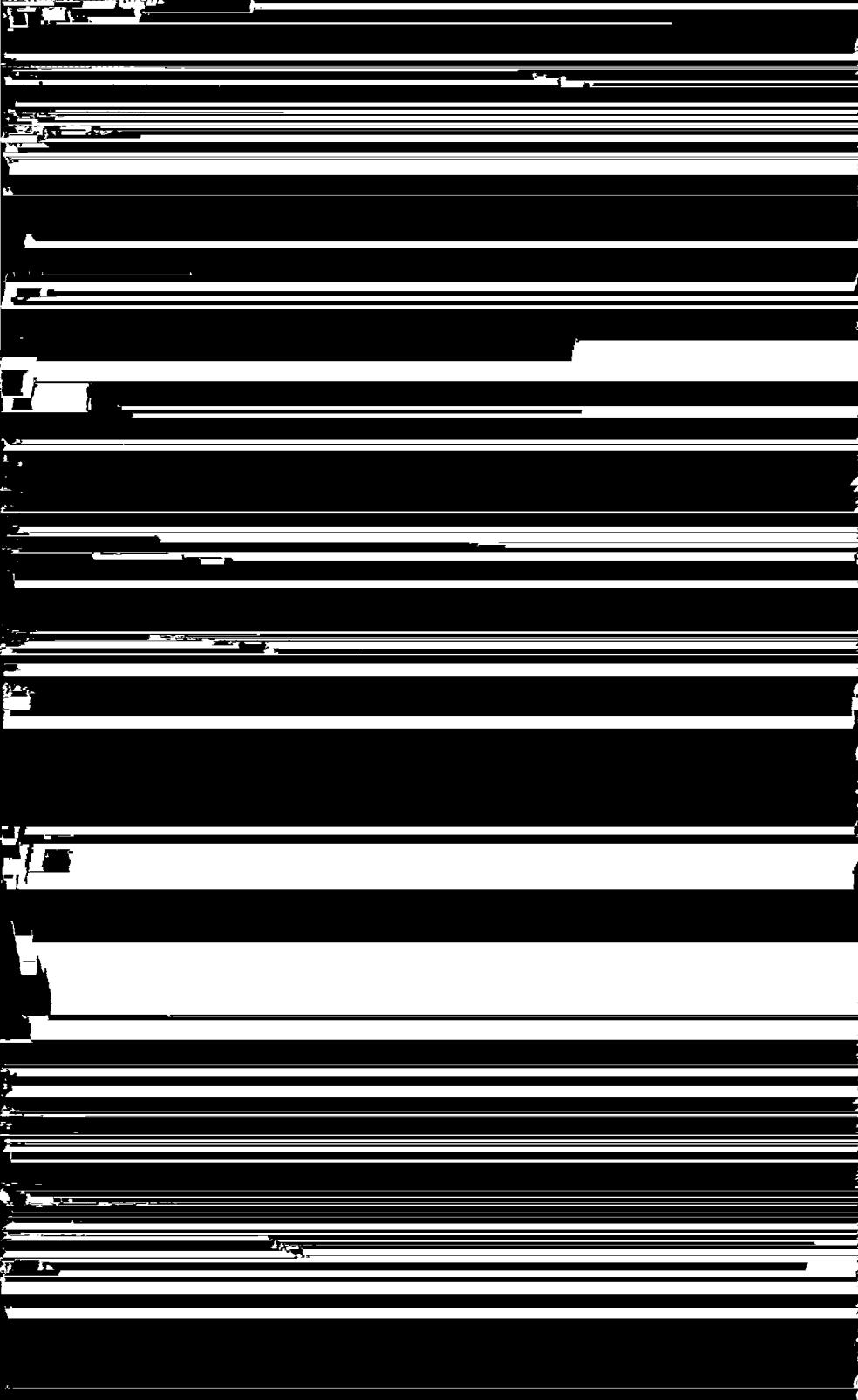














oorzaakt, door m_k aanduiden. Deze modulatie diepte is volgens het bovenstaande gelijk aan:

$$(5) \quad m_k = CV_2^2 m_2,$$

indien C een constante is, die van den vorm van de buiskarakteristiek afhangt. Deze formule is alleen exact geldig voor kleine amplituden van de gewenschte draaggolf.

De storing, die de kruismodulatie veroorzaakt, wordt bepaald door de verhouding tusschen de modulatie diepte m_k op de gewenschte draaggolf, die ten gevolge van kruismodulatie ontstaat, en de modulatie diepte m_1 van de gewenschte draaggolf, dus door:

$$(6) \quad \frac{m_k}{m_1} = \frac{CV_2^2 m_2}{m_1}.$$

Indien de modulatie diepte van de storende draaggolf gelijk is aan de modulatie diepte van de gewenschte draaggolf, hetgeen in de practijk in vele gevallen bij benadering voorkomt, dan vereenvoudigt zich (6) tot:

$$(7) \quad \frac{m_k}{m_1} = CV_2^2.$$

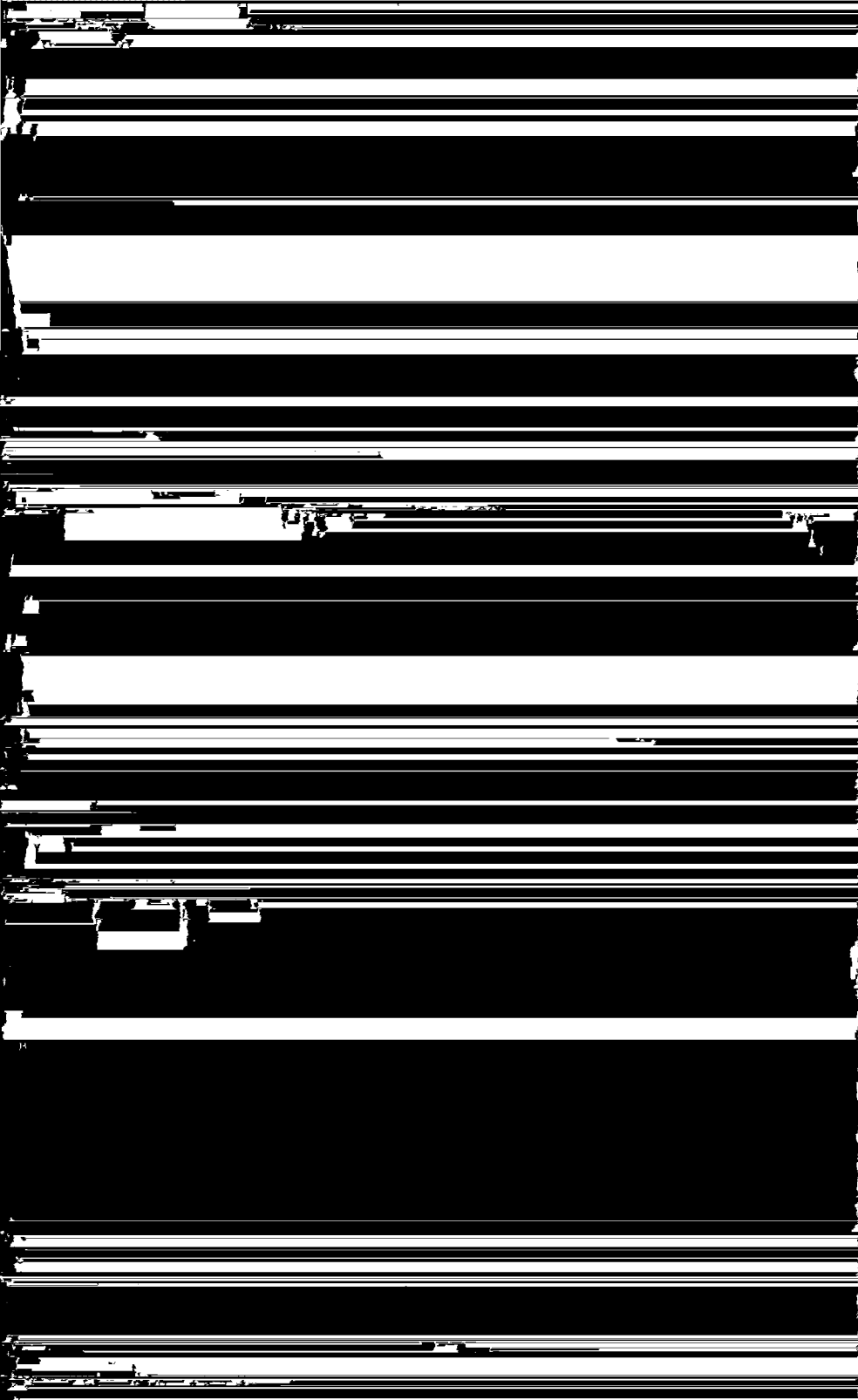
Deze verhouding, waarbij dus $m_2 = m_1$, wordt **kruismodulatiefactor** genoemd, en hiervoor wordt de letter K gebruikt. De kruismodulatiefactor is dus gedefinieerd als de verhouding van de modulatie diepte, die door een storenden zender op de gewenschte draaggolf wordt teweeg gebracht, tot de modulatie diepte van de gewenschte draaggolf zelf, vooropgezet, dat de modulatie diepte van beide draaggolven dezelfde is. De kruismodulatiefactor is volgens (7) onafhankelijk van de signaalsterkte van den gewenschten zender, maar is evenredig met het kwadraat van de signaalsterkte van den storenden zender. Indien de modulatie diepte van beide zenders 30% bedraagt ($m_1 = m_2 = 0,30$), beteekent een kruismodulatiefactor van 1% voor een bepaalde spanning van de draaggolf van den ongewenschten zender derhalve, dat de modulatie diepte van de ongewenschte modulatie op de gewenschte draaggolf $0,01 \times 0,3 = 0,3\%$ bedraagt.

De kruismodulatie wordt, evenals de modulatie vervorming en de modulatie verdieping, door de kromming van de steilheidskarakteristiek bepaald. Zoo komt 1% kruismodulatie overeen met $\frac{1}{2}\%$ modulatie verdieping en $\frac{3}{8}\%$ modulatie vervorming; derhalve is de factor C van de vergelijkingen (5), (6) en (7) gelijk aan $\frac{8}{3}$ maal den factor F van vergelijking (2) en kan voor (5) ook worden geschreven:

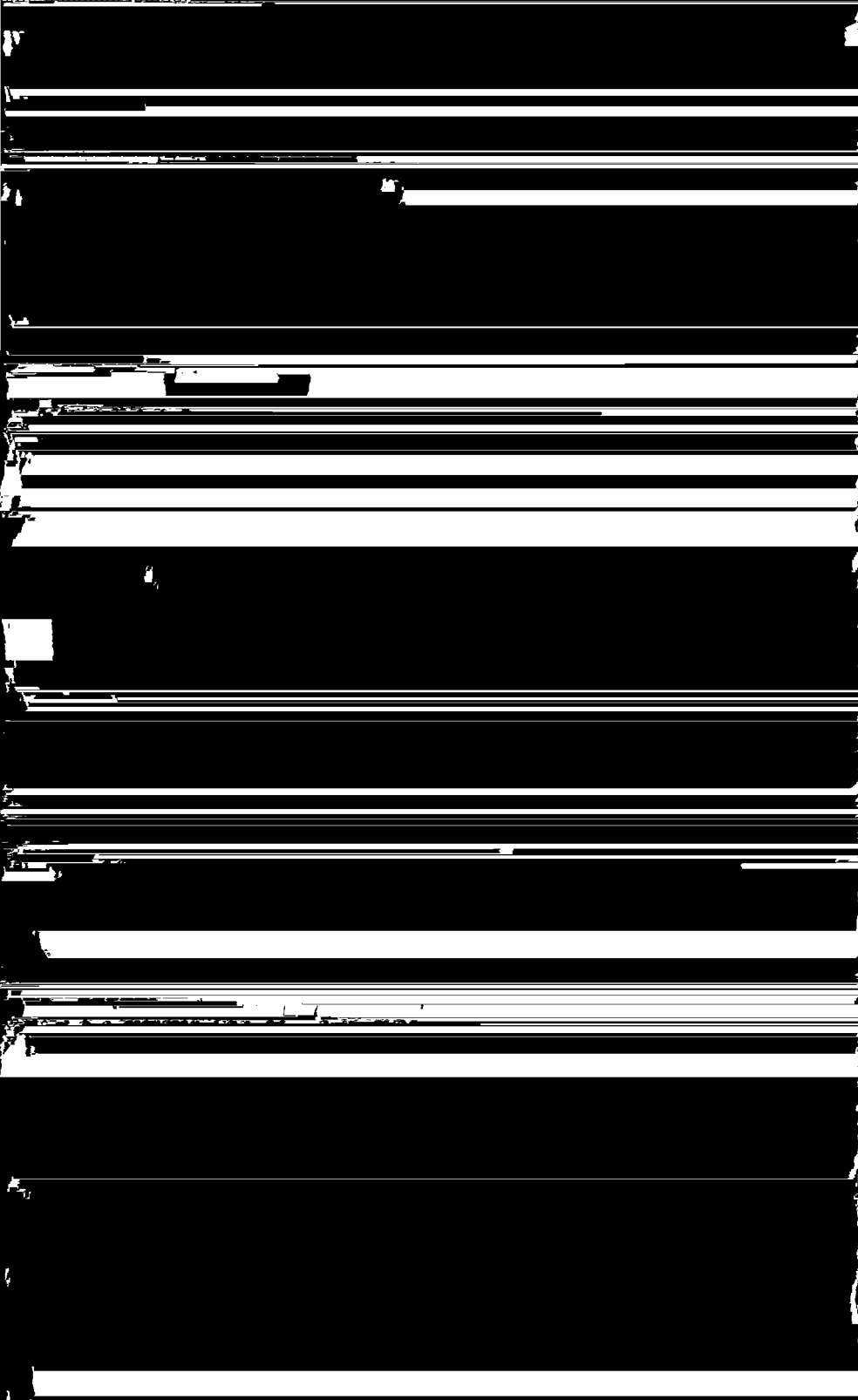
$$(8) \quad m_k = \frac{8}{3} FV_2^2 m_2.$$

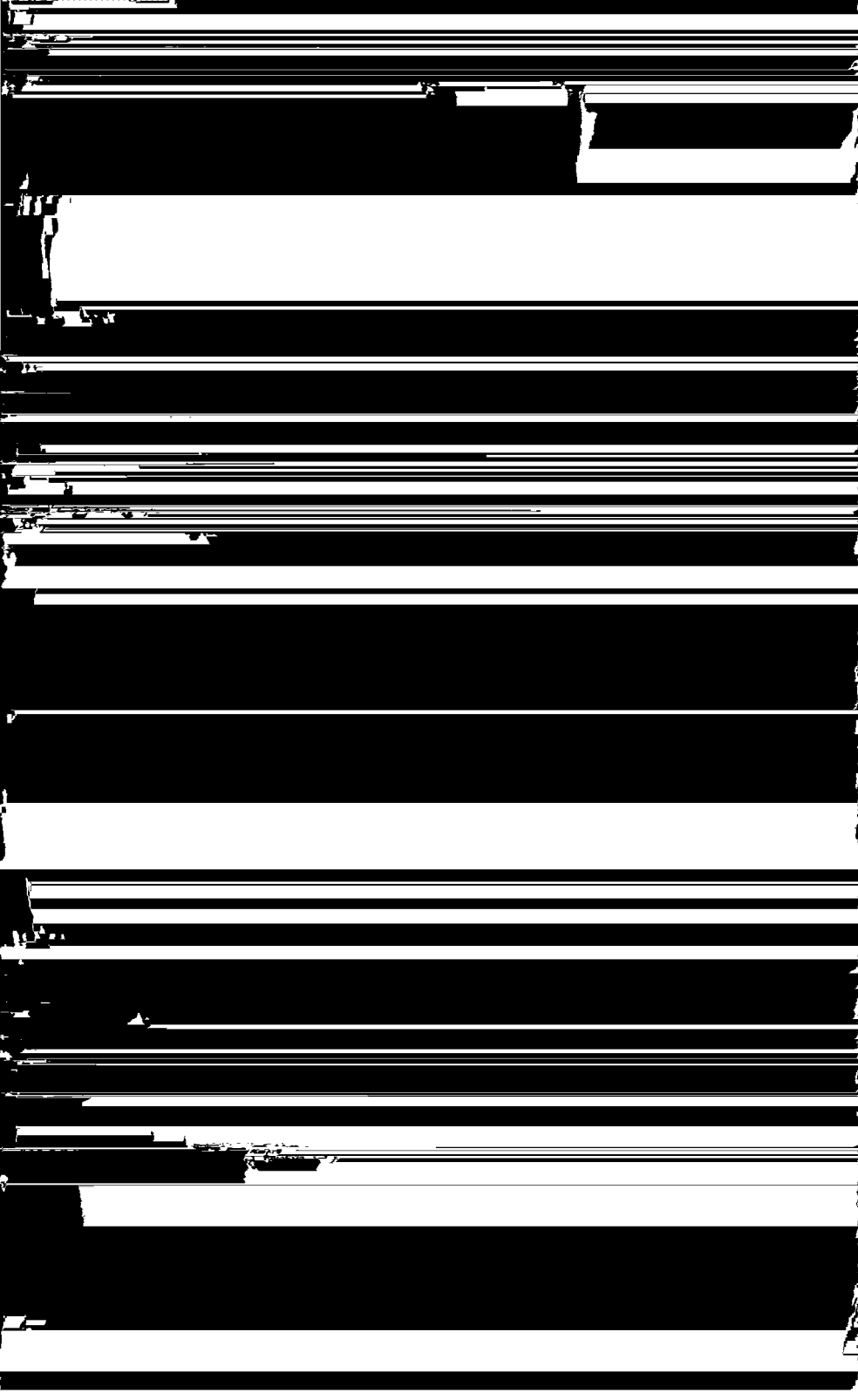
Voor (7) kan worden geschreven:

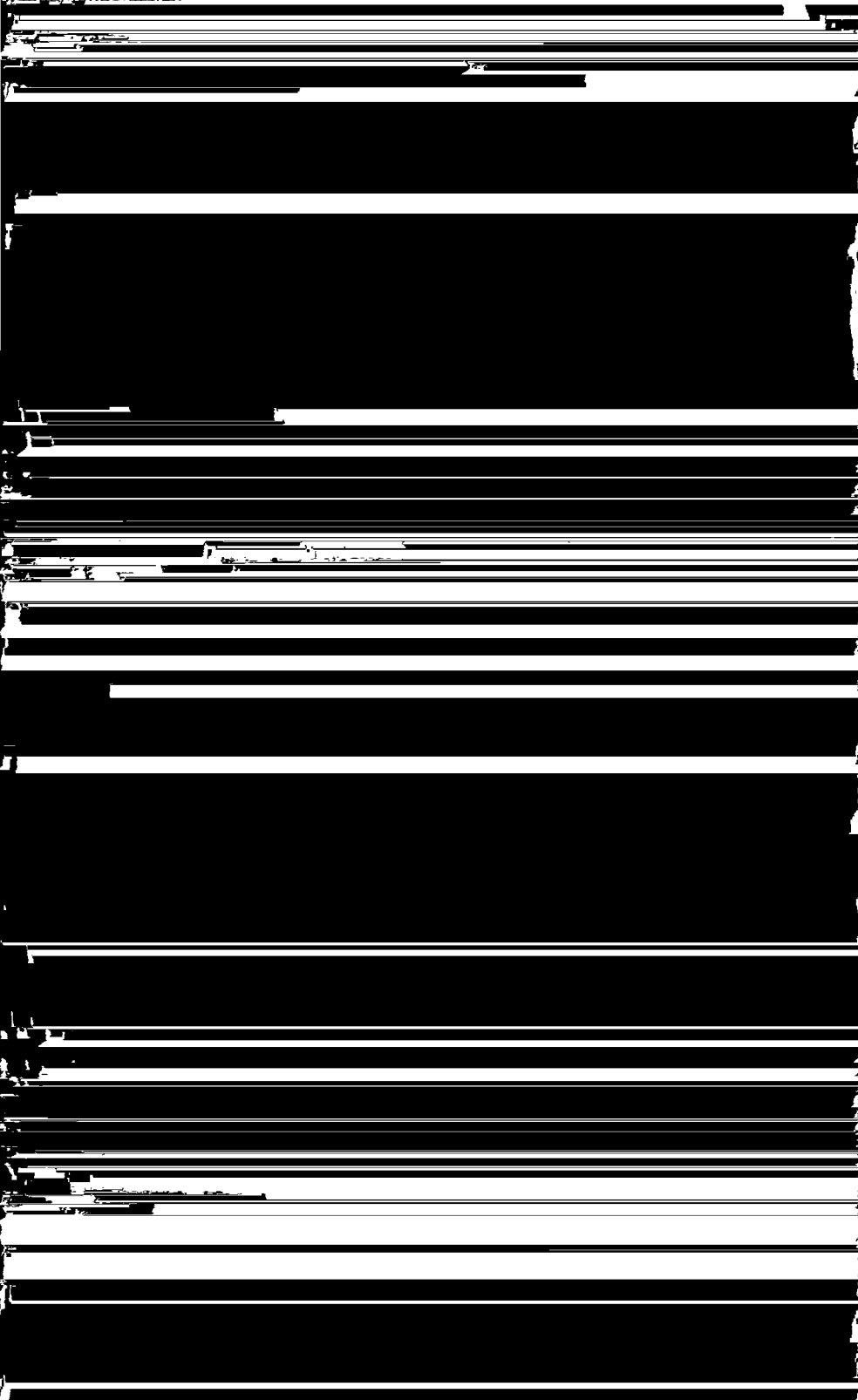
$$(9) \quad K = \frac{m_k}{m_1} = \frac{8}{3} FV_2^2.$$



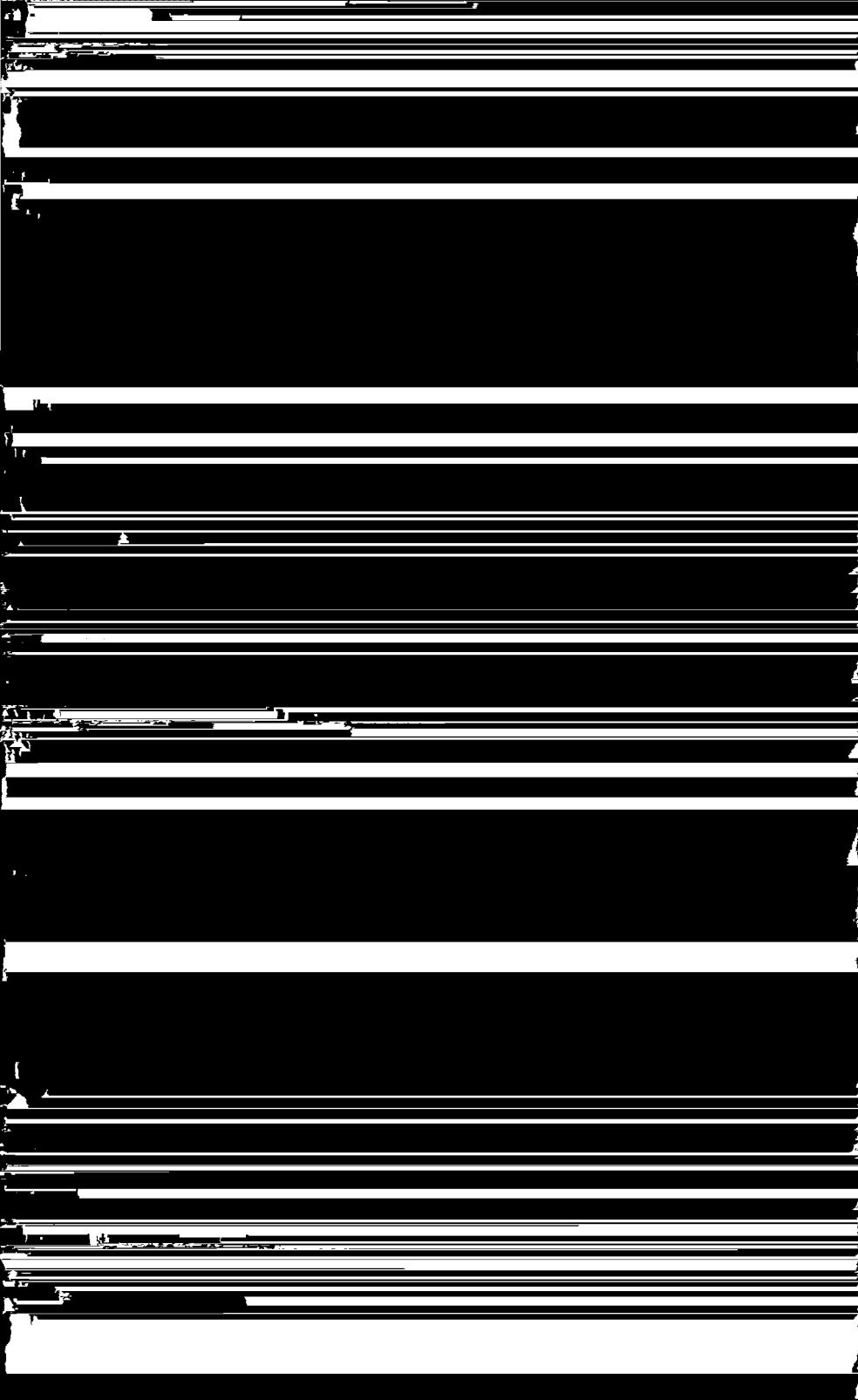


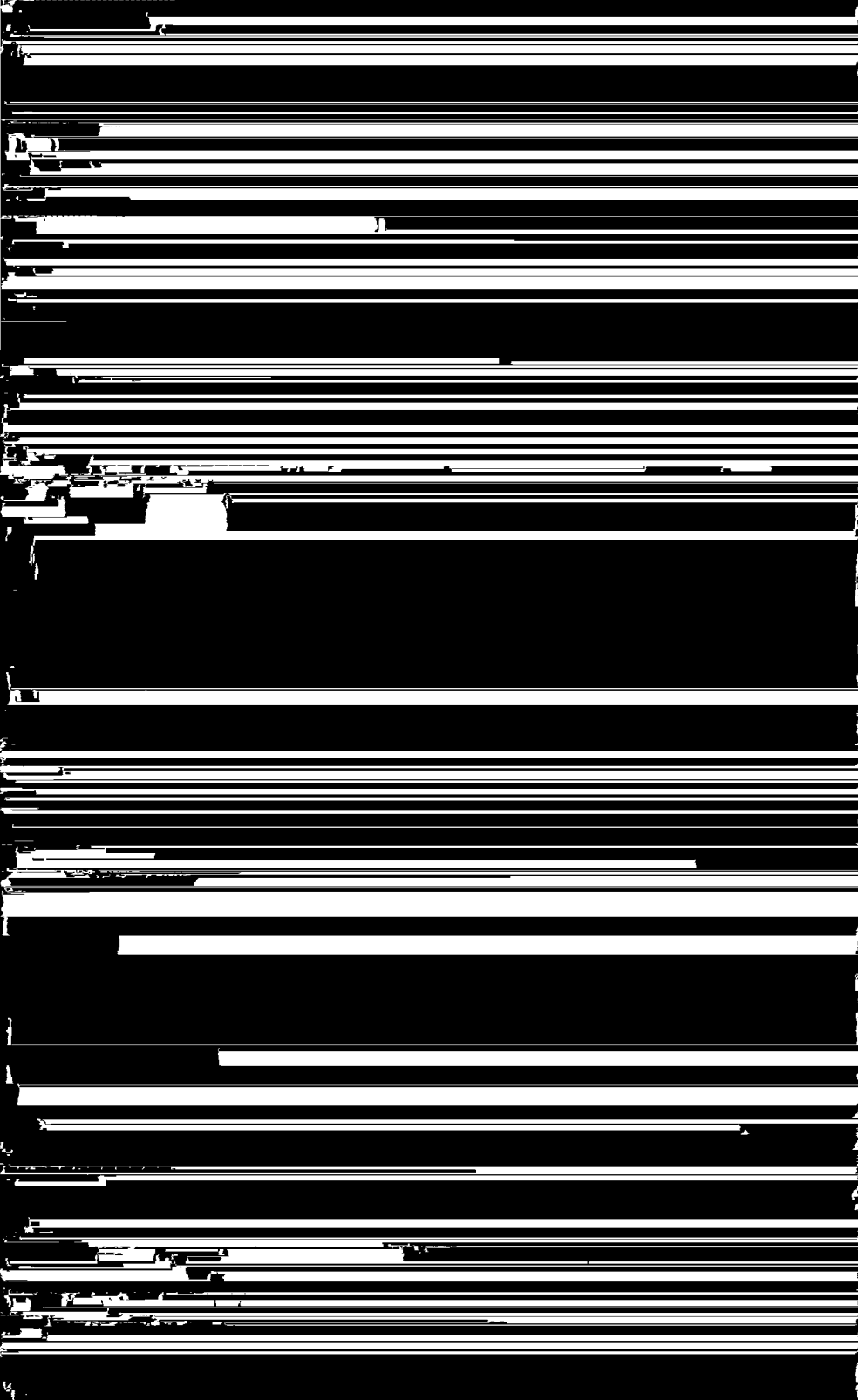


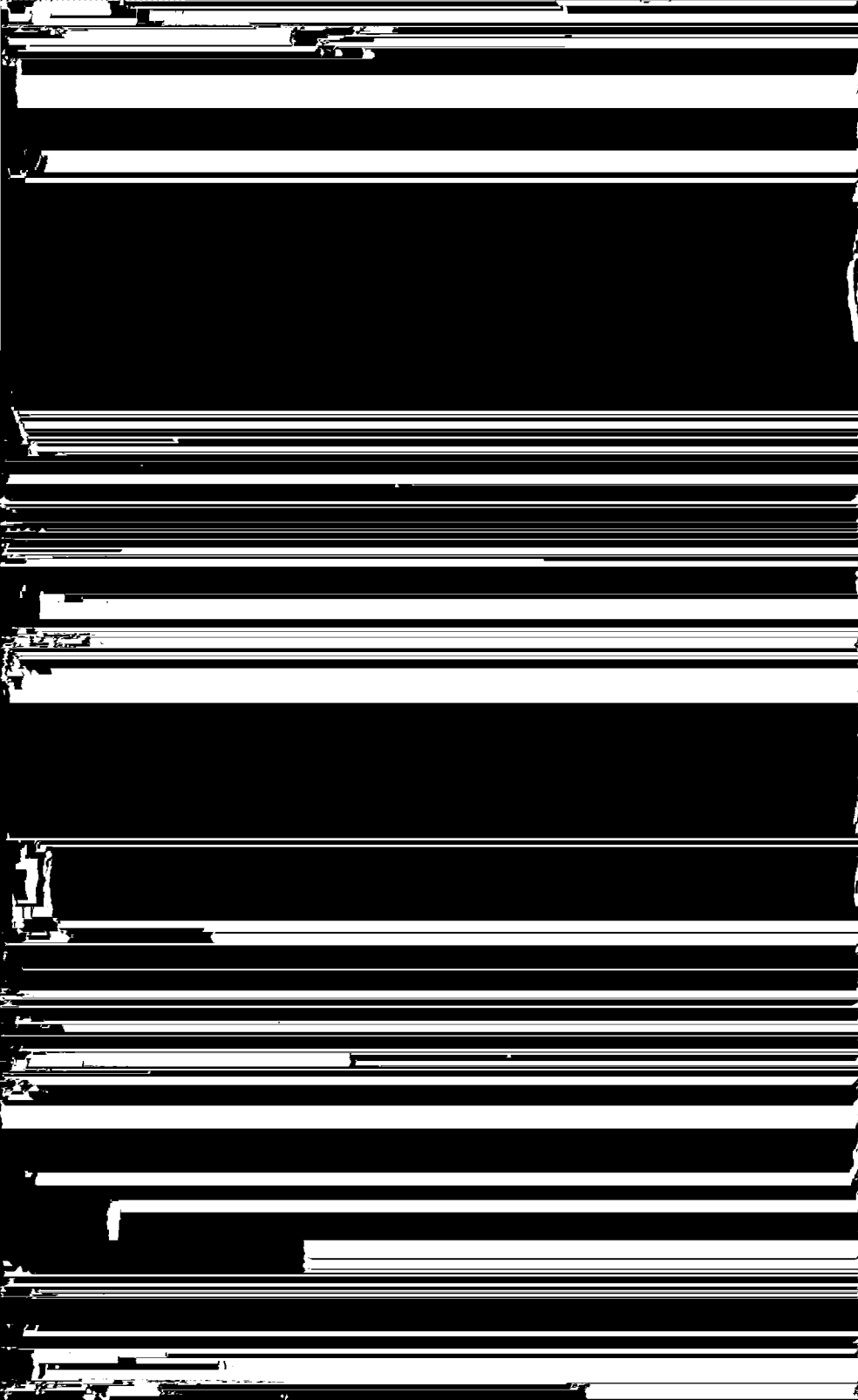


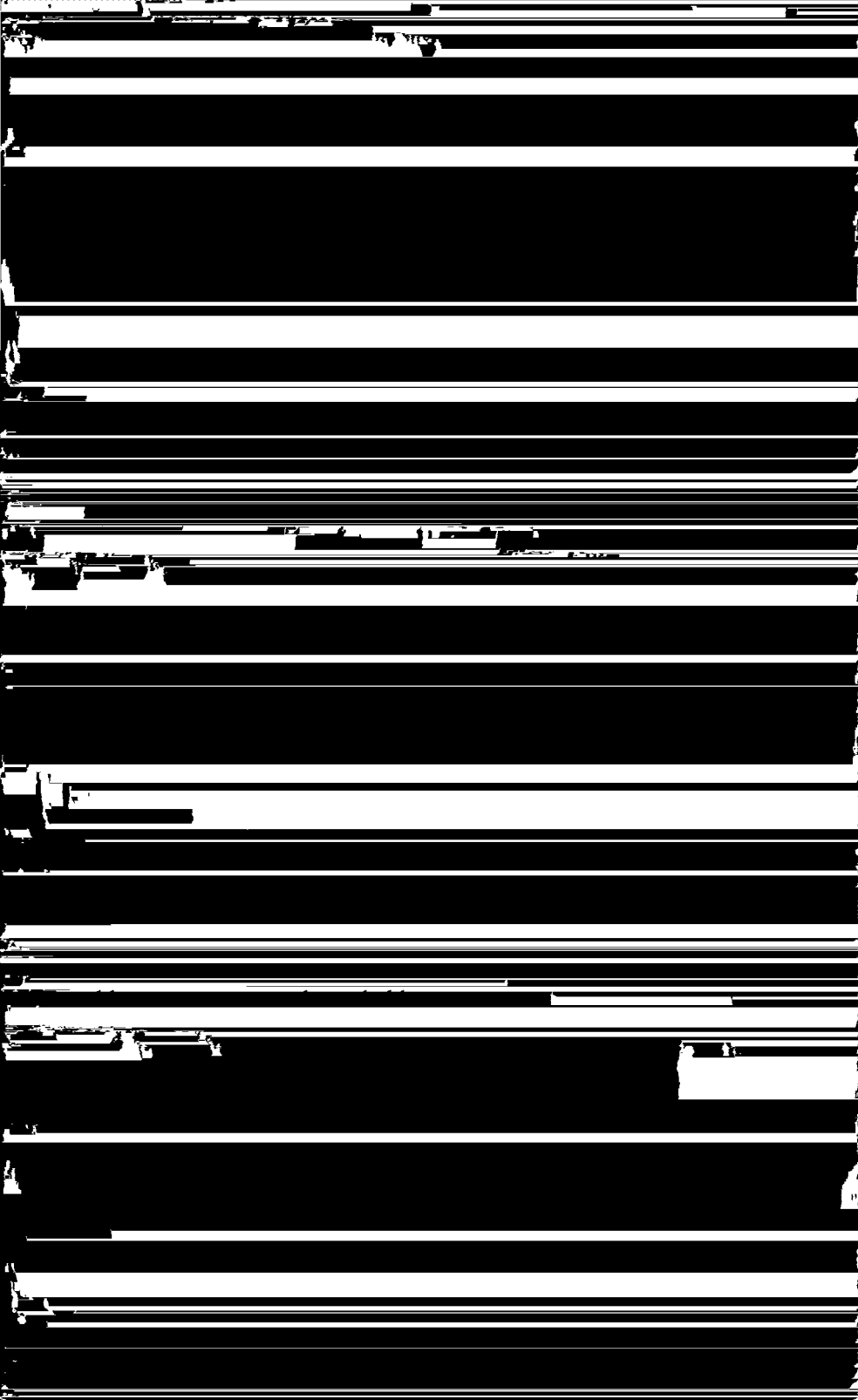












mogen gelijk is aan $I_{a0} V_{a0}$, is dus het rendement η maximaal gelijk aan 50%.

Dit rendement geldt alleen voor het geval van een penthode, die de aangegeven ideale eigenschappen bezit. In werkelijkheid hebben penthoden echter een meer of minder kromme karakteristiek en blijft het rendement daarom beneden de theoretische waarde van 50%.

Bij de beschouwing over het rendement van penthoden in vergelijking met trioden dient men ook het vermogen, dat het schermrooster opneemt, in rekening te brengen, daar dit vermogen eveneens door de gelijkstroombron, die de anode voedt, moet worden geleverd.

Bij vele penthoden, zoals de EL 3, de EL 5 en de EL 6, is de schermroosterstroom gelijk aan 1/9 tot 1/10 van den anodestroom en de schermroosterspanning gelijk aan de anodegelijkspanning. Het totale vermogen, dat de gelijkstroombron aan de penthode levert, is dus ongeveer 10% grooter dan $V_{a0} I_{a0}$ en het theoretische rendement is diensgevolge ook 10% kleiner dan 50%, dus ongeveer 45%. Verder dient men in acht te nemen, dat het rendement van 45% slechts geldt bij volledige sturing van het roostergebied. Bij kleine roosterwisselspanningen neemt het rendement evenredig met het kwadraat van de roosterwisselspanning af (dit geldt zoowel voor trioden als voor penthoden in enkelvoudige schakeling).

In de practijk treedt bij penthoden meestal pas roosterstroom op bij een vervorming van meer dan 10%. Daar een vervorming van 10% reeds als vrij storend wordt ondervonden (zie § 5a), geeft men als maximum te leveren vermogen van een penthode het vermogen op, dat deze bij dit percentage vervorming kan leveren. Soms wordt echter ook het maximum te leveren vermogen bij sturing tot het beginpunt van roosterstroom, met de hierbij optredende vervorming, gepubliceerd.

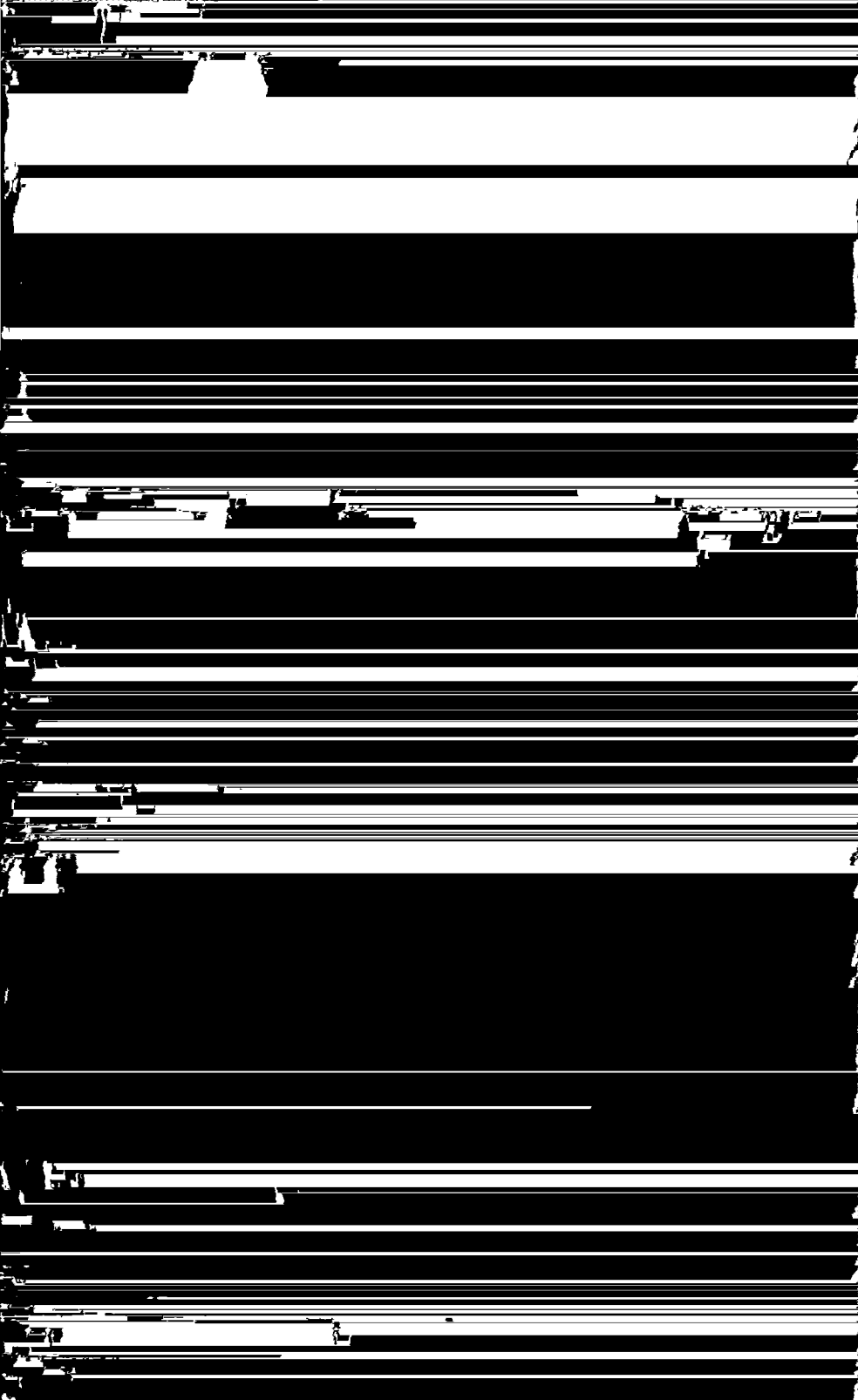
§ 5. De vervorming in eindbuizen in enkelvoudige schakeling

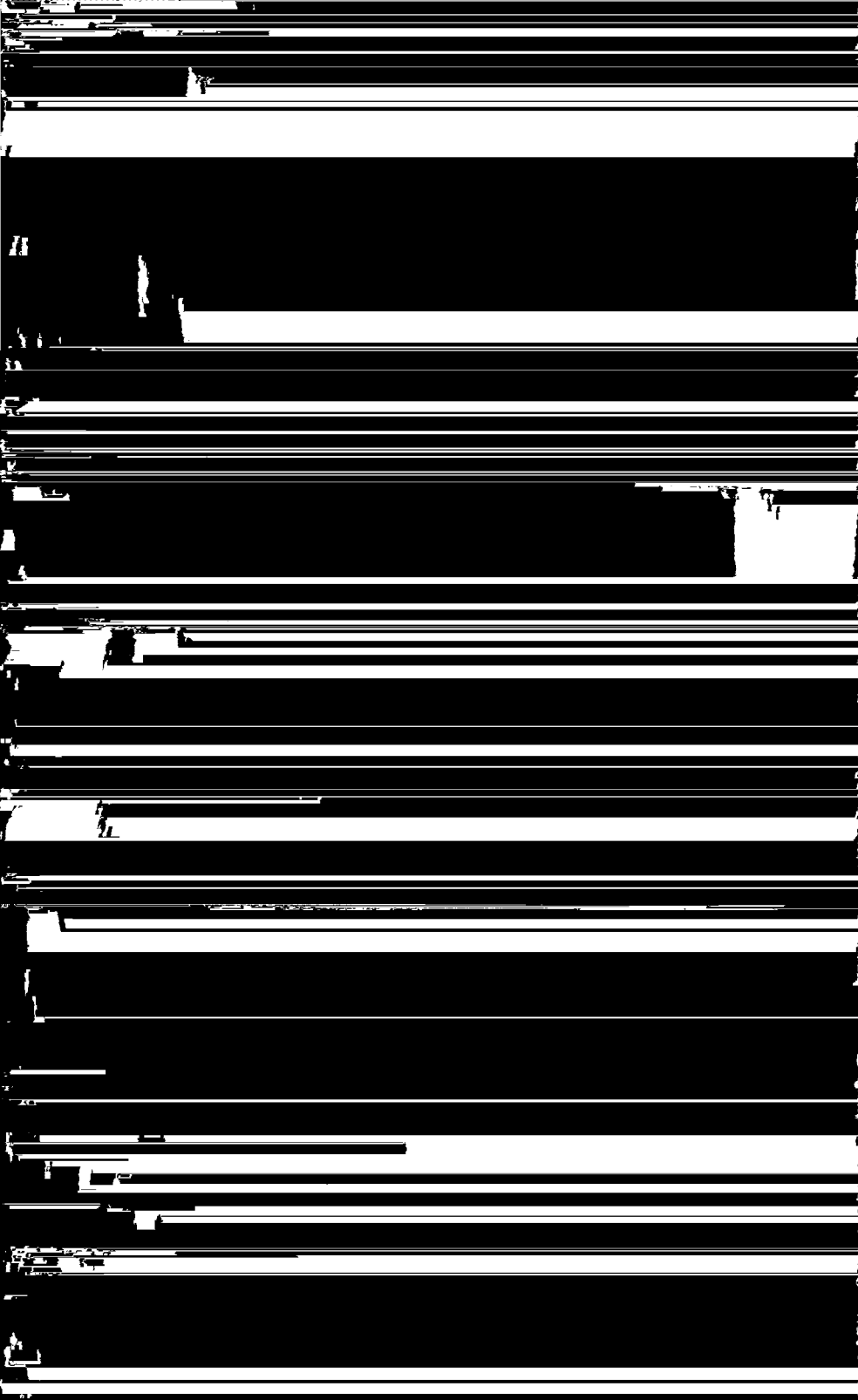
a) Eenige beschouwingen over de toelaatbare vervorming¹⁾

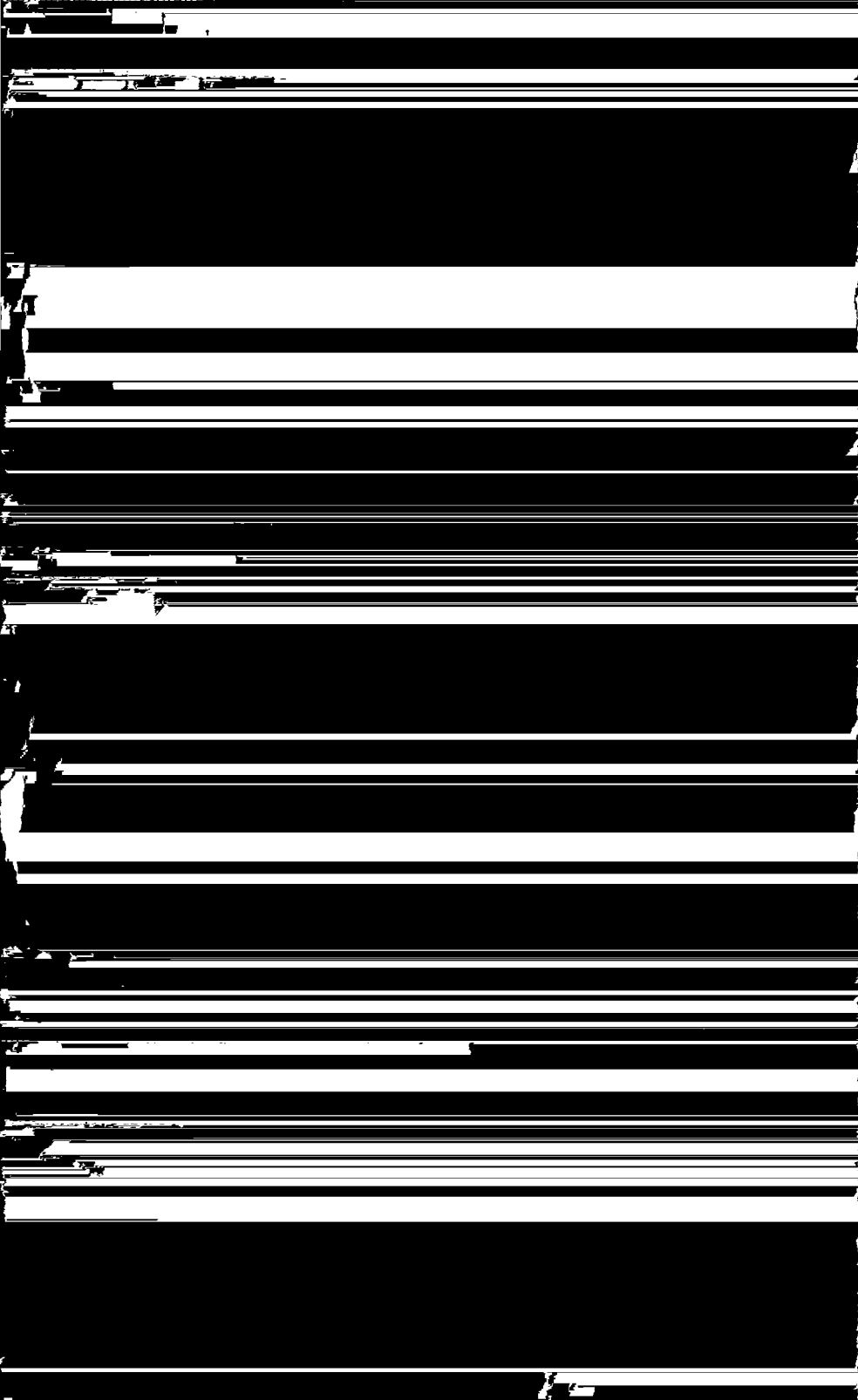
Wat men onder vervorming verstaat werd reeds in hoofdstuk XV aangegeven. De vervorming of **distorsiefactor** d_{tot} is in dat hoofdstuk gedefinieerd. Niet in ieder geval is de distorsiefactor d_{tot} een juiste maatstaf voor de kwaliteit van de weergave. De vervorming als gevolg van discontinue verschijnselen, zoals het optreden van roosterstroom gedurende een gedeelte van de wisselspanningsperiode aan het rooster of een afplating van de toppen van de sinus-kromme van de anode-

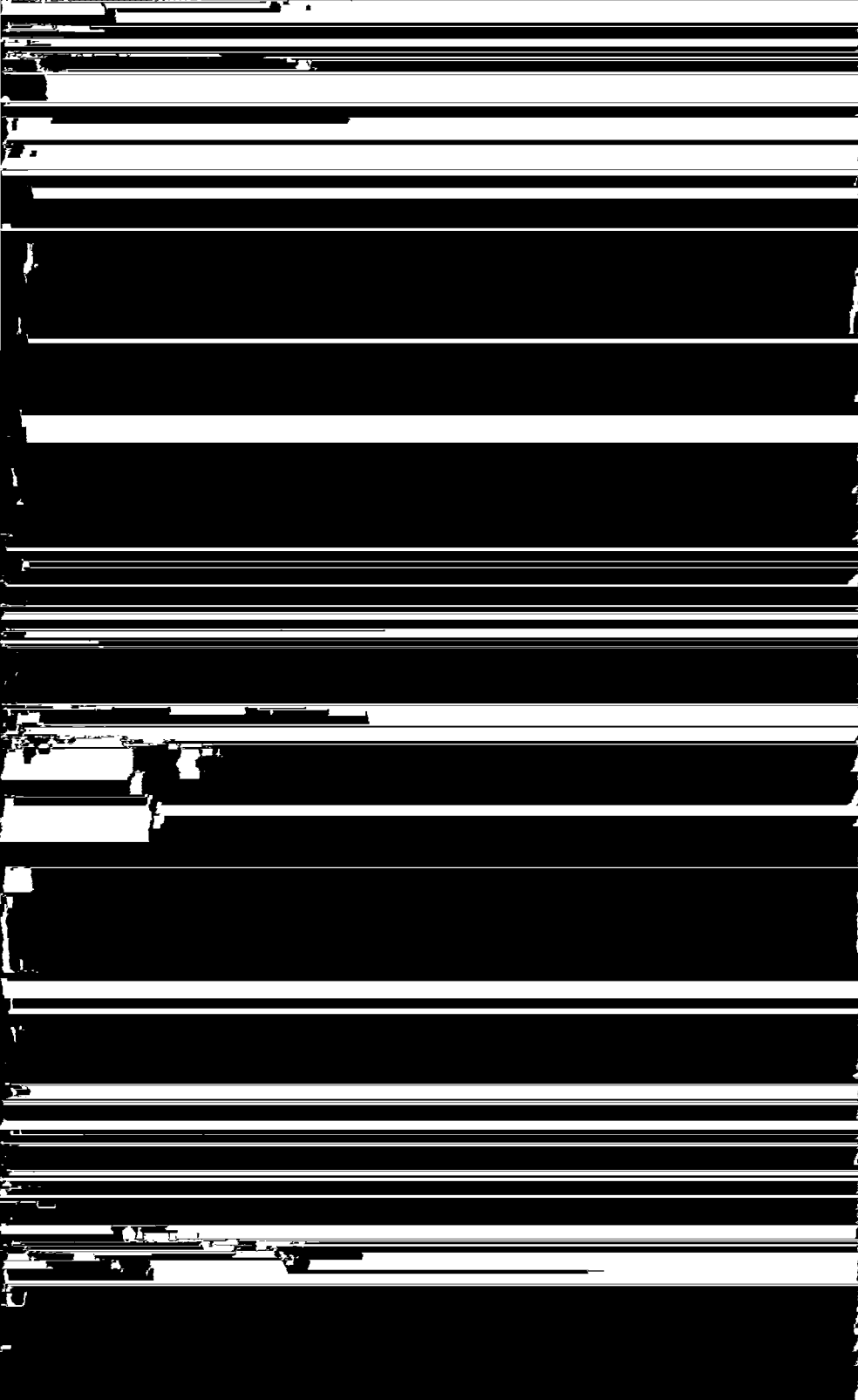
¹⁾ Zie hiervoor ook A. J. Heins van der Ven: Output Stage Distortion, Wireless Engineer 16, 1939, pag. 383—390 en pag. 444—452.

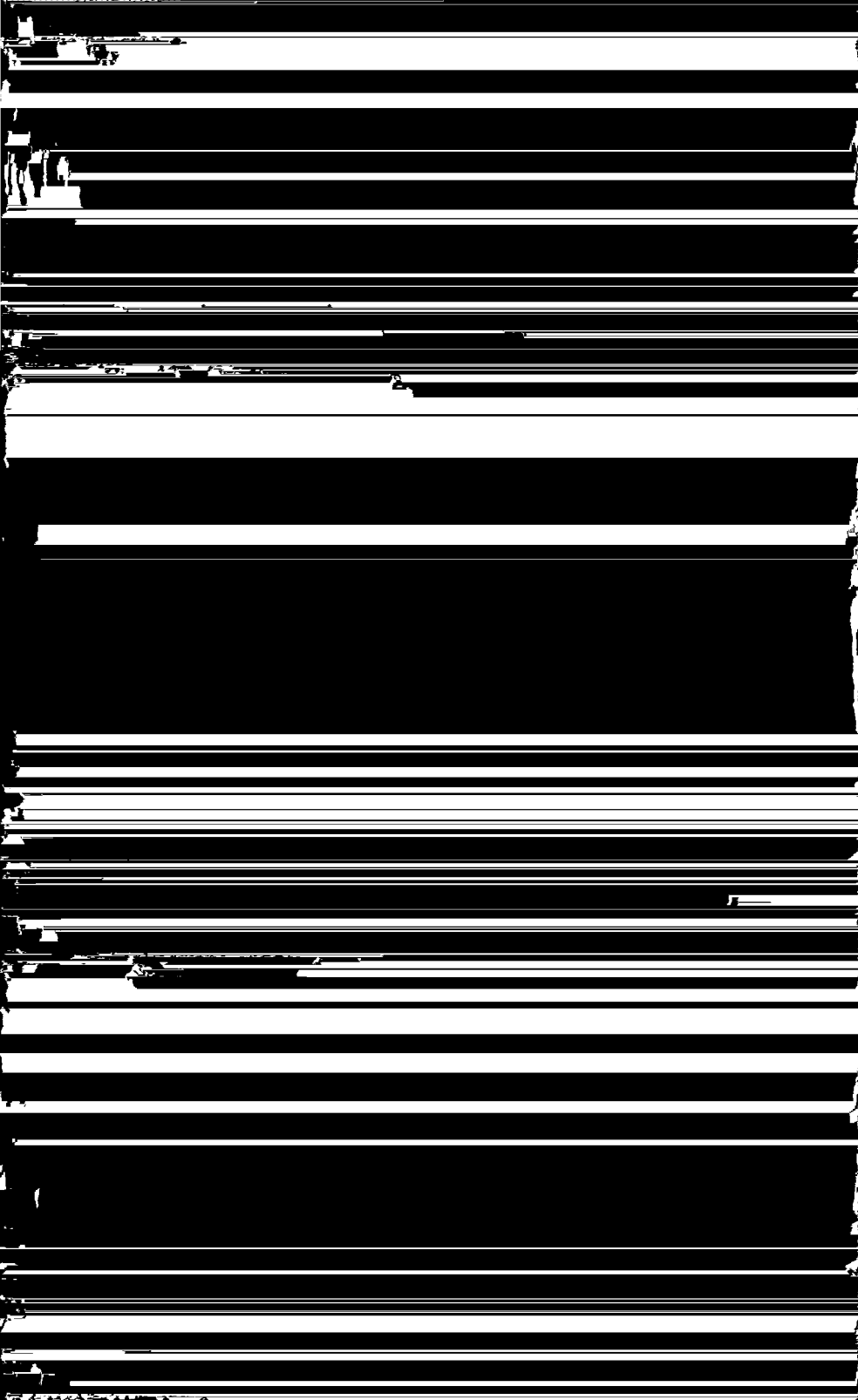












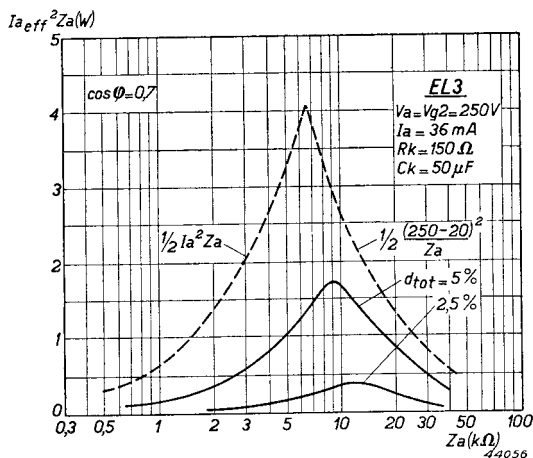


Fig. 181

Het schijnbare uitgangsvermogen $I_a^2_{eff} Z_a$ als functie van de belastingsimpedantie Z_a bij $2\frac{1}{2}$ en 5% vervorming in den stroom en grenslijnen (gestippeld) $\frac{1}{2} I_a^2 Z_a$ en $\frac{1}{2} \frac{(V_a - 20)^2}{Z_a}$ voor de eindpenthode EL 3, wanneer de luidsprekercombinatie een $\cos \varphi$ van 0,7 heeft.

tusschen stroom en spanning belangrijk daalt. In de praktijk zal men hiermede echter steeds rekening moeten houden. Uit het bovenstaande blijkt wel, dat een eenvoudige opgave van het uitgangsvermogen van een buis voor een bepaalde vervorming bij de gunstigste aanpassingsimpedantie, waarbij geen fasehoek tusschen stroom en spanning optreedt, nauwelijks een beeld van de prestaties van deze buis geeft, en dat men met het gedrag van de buis bij andere waarden van de belastingsimpedantie en van den $\cos \varphi$ zeer zeker rekening moet houden, temeer daar

oogenschijnlijk gelijkwaardige buizen, wanneer men ze volgens de bovenstaande gezichtspunten onderzoekt, groote verschillen kunnen vertoonen.

§ 6. De eischen, die aan eindpenthoden voor enkelvoudige schakeling moeten worden gesteld ¹⁾

Het bovenstaande wijst er reeds op, voornamelijk indien men niet met ohmsche belastingsweerstand te maken heeft, dat men met het geheele gebied van I_a/V_a karakteristieken te maken heeft. Men kan echter wel aannemen, dat het gedeelte van de karakteristiekenschaar voor lagen anodestroom en lage anodespanning nauwelijks zal worden gebruikt. Fig. 127 toont, dat de dynamische karakteristiek voor kleine amplituden een ellips is, terwijl bij grootere amplituden een merkbare afwijking van den ellipsvorm optreedt. Indien de I_a/V_a karakteristieken in het gebruikte gebied parallellopende rechte lijnen waren, die voor bepaalde

¹⁾ Zie ook „The Wireless Engineer” Juni en Juli 1939, Pentode and Tetrode Output Valves, door J. L. H. Jonker.

gelijke sprongen van de stuurroostervoorspanning op gelijke afstanden zouden liggen, zou geen vervorming van de ellips optreden, zolang deze niet de horizontale of de verticale assen zou trachten te overschrijden. Het is echter niet mogelijk dergelijke karakteristiekenscharen te verwezenlijken, daar de anodestroom met de $3/2$ e macht van de effectieve potentiaal in het stuurroostervlak toeneemt. De I_a/V_a karakteristieken kunnen dientengevolge nooit op gelijke onderlinge afstanden liggen.

Toch is het met het oog op vervorming gewenscht, dat de I_a/V_a karakteristieken zooveel mogelijk op gelijke onderlinge afstanden lopen, d.w.z. de I_a/V_{g1} karakteristiek moet zoo recht mogelijk zijn en een zoo scherp mogelijke onderbocht vertoonen.

Bovendien is het gewenscht, dat de I_a/V_a karakteristieken zooveel mogelijk recht zijn. **Om dit te bereiken, moet de invloed van de secundaire emissie van de anode in het werkgebied van anodestroom en anodespanning geheel worden uitgeschakeld**, daar secundaire emissieverschijnselen groote afwijkingen kunnen veroorzaken. Dit punt is zeer belangrijk, daar de secundaire emissie soms een afwijking in het midden van de I_a/V_a karakteristiek kan veroorzaken, zoodat een vervorming van de dynamische kromme en dientengevolge, zelfs bij kleine amplituden van de roosterwisselspanning, harmonischen kunnen ontstaan. Dit zal in het bijzonder het geval zijn, indien de belastingslijn een hoogen weerstand voorstelt.

Fig. 182 toont een schaar van I_a/V_a karakteristieken van een tetrode-eindbuis, waarin de secundaire emissie door de ruimtelading tusschen schermrooster en anode moet worden onderdrukt (zie hoofdstuk XIII, § 2 d, fig. 145). In deze schaar zijn belastingslijnen geteekend, die met den gunstigsten weerstand $R_a = V_a/I_a$, met $3 R_a$ en met $1/3 R_a$ overeenkomen. De I_a/V_a karakteristieken voor gelijke sprongen van V_{g1} snijden de belastingslijnen in stukjes. Wanneer deze stukjes aan elkaar gelijk zijn, zal er geen vervorming optreden.

Uit fig. 182 volgt, dat dit voor den belastingsweerstand R_a practisch het geval is ($p = q = r = s = t$). Voor $R = 3 R_a$ zijn echter p' en r' grooter dan q' en s' . Dit beteekent dat, ten gevolge van den overblijvenden invloed van de secundaire emissie, vervorming optreedt. Bij een te kleine waarde van den belastingsweerstand, bijv. $1/3 R_a$, is de vervorming minder uitgesproken. In een tetrode met begrenzing van de secundaire emissie door ruimtelading kan de secundaire emissie nooit over het geheele benutte gebied van het I_a/V_a diagram worden onderdrukt, zooals uit hoofdstuk XIII, § 2 d volgt. Dit kan echter wel in een penthode, en daarom is dit buistype voor eindversterking veel beter geschikt dan de tetrode met begrenzing van de secundaire emissie door ruimtelading.





Dergelijke eindtrappen zijn in wezen enkelvoudige eindtrappen. Verder is het mogelijk twee buizen in balans te schakelen. De balansschakeling biedt het voordeel van een grooter rendement van den eindtrap dan bij toepassing van een enkele eindbuis, terwijl de vervorming aanmerkelijk geringer kan zijn.

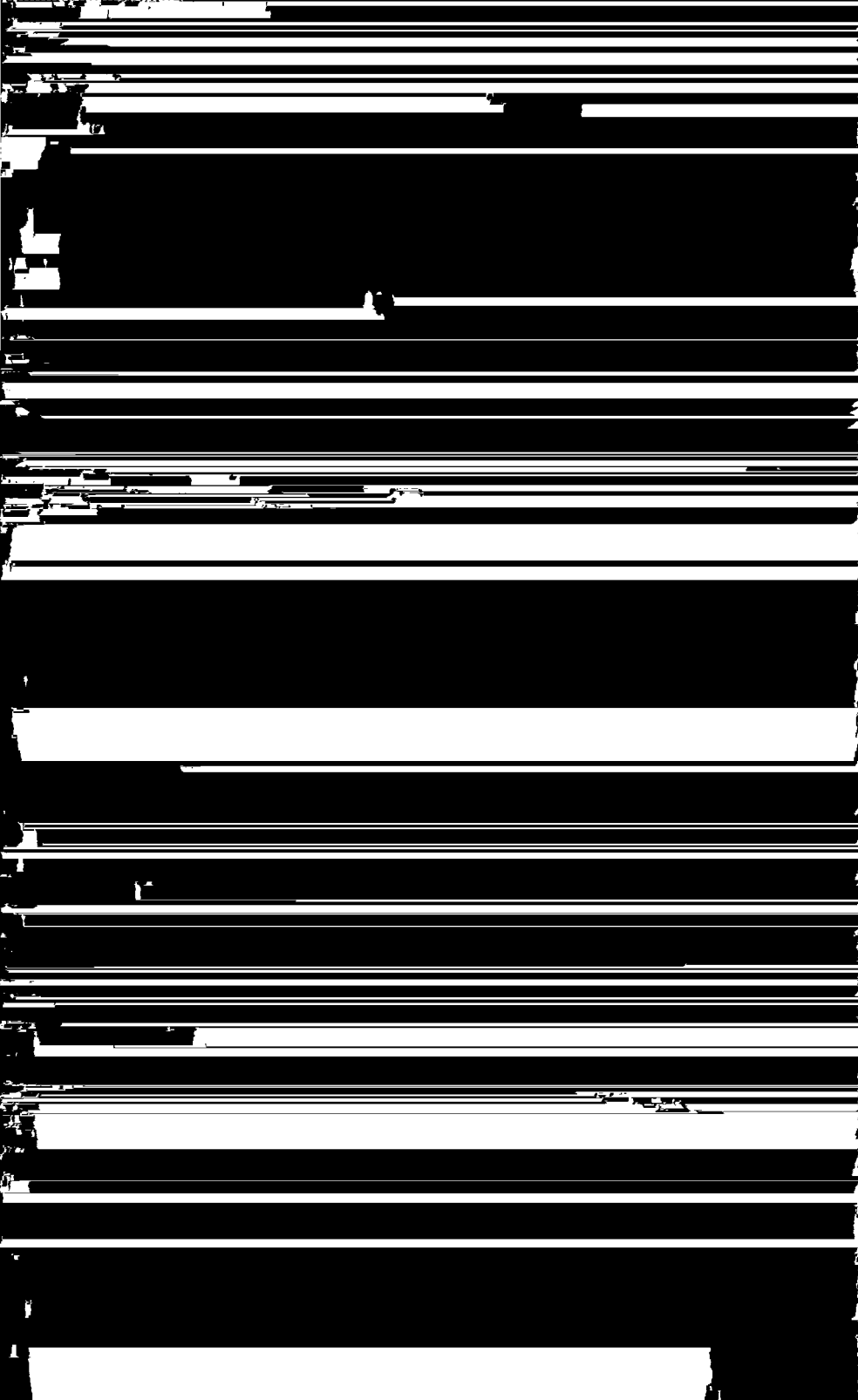
Fig. 184 stelt het principe van een balanseindtrap met twee penthoden voor. De roosterwisselspanning wordt via een transformator, waarvan de secundaire van een middenaftakking is voorzien, aan de roosters van de beide eindbuizen gelegd. Deze middenaftakking ligt laagfrequent aan aarde (op kathodepotentiaal); als de spanning aan het eene rooster in positieve richting verandert, zal de spanning aan het andere rooster hierdoor symmetrisch in negatieve richting veranderen. In de anodeketen bevindt zich weer een uitgangs- of aanpassingstransformator, waarvan de primaire nauwkeurig in het midden van een aftakking is voorzien. Over deze aftakking wordt de anodegelijkspanning naar de anoden gevoerd. Over de bovenste helft van de primaire van den uitgangstransformator ontstaat nu een wisselspanning, welke in positieve richting toeneemt, indien de roosterspanning van de bovenste buis in negatieve richting verandert. Tegelijkertijd verandert de roosterspanning van de onderste buis in positieve richting, waardoor de anodespanning van de onderste helft van de primaire van den uitgangstransformator in negatieve richting verandert. Dit wil zeggen, dat de spanning in het punt a ten opzichte van die in het punt c symmetrisch toeneemt, naarmate de spanning in het punt b ten opzichte van die in punt c afneemt. De wisselstroomen van de beide primaire transformatorwikkelingen induceeren elk wisselstroomen in de secundaire en wel zoodanig, dat deze bij elkaar worden opgeteld.

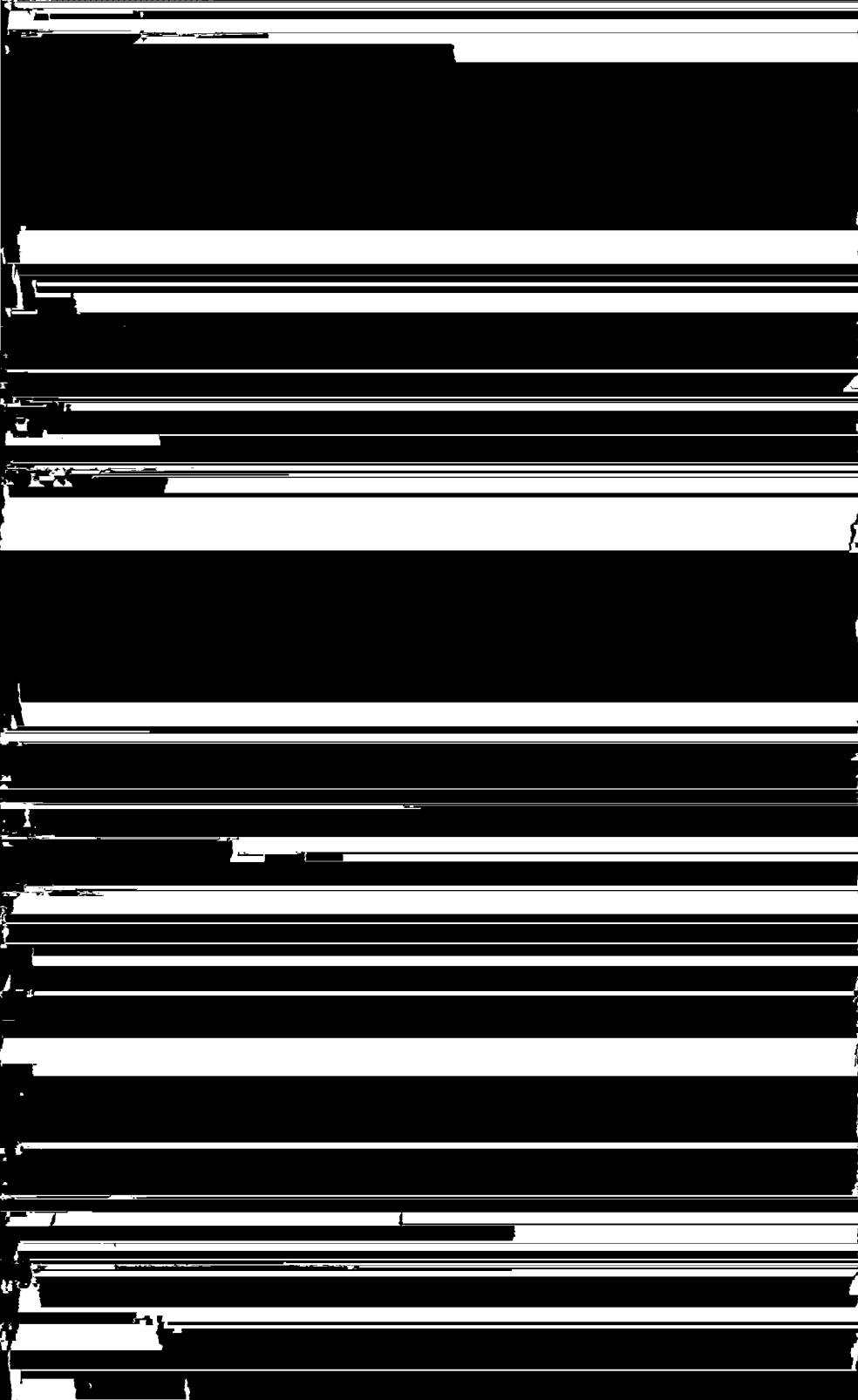
Indien men de dynamische I_a/V_g karakteristieken van de beide buizen nu zoodanig combineert ¹⁾, dat de karakteristiek van de onderste 180° gedraaid is en de beide werkpunten op dezelfde verticale lijn liggen (zie fig. 185), en men aan de roosters een wisselspanning legt, ontstaan in de anodeketens van elk der beide buizen, zooals fig. 185 aangeeft, vervormde anodewisselstroomen. In deze figuur werd ervan uitgegaan, dat de vervorming van den anodestroom uitsluitend uit de tweede en derde harmonischen bestaat. Telt men de beide anodewisselstroomen bij elkaar op, dan blijken de beide tweede harmonischen elkaar op te heffen, terwijl de beide derde harmonischen bij elkaar worden opgeteld (zie fig. 185).

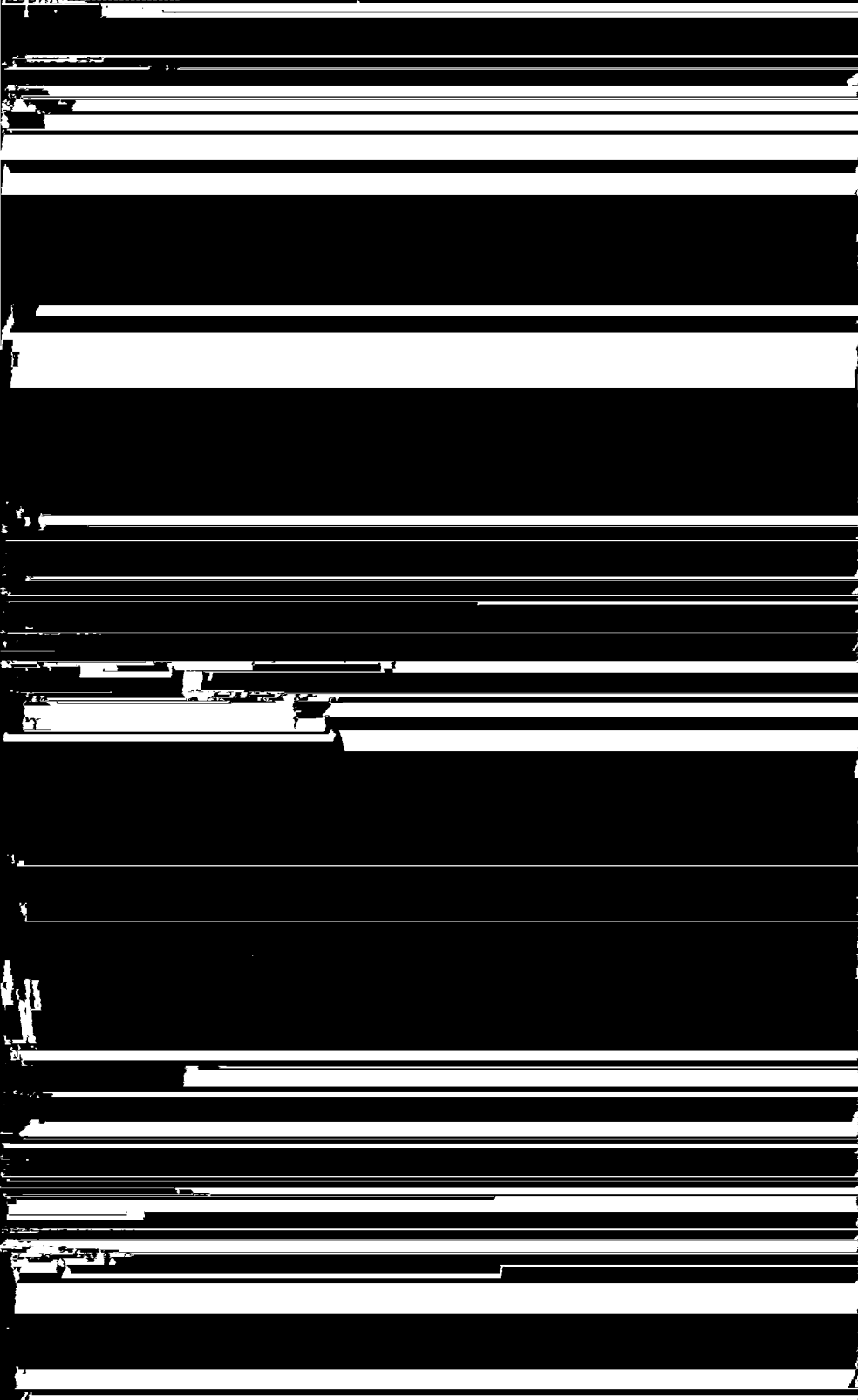
Bij balanseindtrappen heffen de even harmonischen elkaar op en worden

¹⁾ In dit verband zij opgemerkt, dat de dynamische karakteristiek bij balanstrappen niet zoo eenvoudig kan worden bepaald als bij een enkelvoudige eindpenthode, daar de belastingslijn in het I_a/V_a diagram geen rechte lijn meer is.









Bij kleine amplituden is het uitgangsvermogen gelijk aan:

$$(16a) \quad W_o = \frac{I_a V_a}{4}.$$

Hierin is V_a de amplitude van de anodewisselspanning.

Voor het rendement η bij het maximale uitgangsvermogen vindt men dus:

$$(17) \quad \eta_{(W_o = \max)} = \frac{W_{o \max}}{W_{i \max}} 100\% = \frac{\pi}{4} \cdot 100\% = 78,5\%.$$

Om het door formule (16) aangegeven maximale wisselstroomvermogen te bereiken, moet de belastingsweerstand een bepaalde waarde hebben. We merken hierbij op, dat het hier den belastingsweerstand per anode geldt, dus van anode naar middenaftakking op den uitgangstransformator en niet van anode tot anode. Deze weerstand moet zoodanig zijn, dat bij de amplitude van den anodewisselstroom $I_{a \max}$ de wisselspanningsamplitude gelijk is aan V_{ao} . Men vindt dus, dat de belastingsweerstand per anode gelijk moet zijn aan:

$$(18) \quad R_a = \frac{V_{ao}}{I_{a \max}}.$$

Uit (16a) volgt, dat

$$(19) \quad W_o = \frac{I_a^2}{4} R_a.$$

Nu is het toegevoerde gelijkstroomvermogen gelijk aan het geleverde vermogen plus het wisselstroomvermogen, dat in de buis zelf in warmte wordt omgezet, d.w.z. de anodedissipatie. Hieruit volgt, dat

$$(20) \quad W_a = W_i - W_o = \frac{I_a \cdot V_{ao}}{\pi} - \frac{I_a^2}{4} R_a.$$

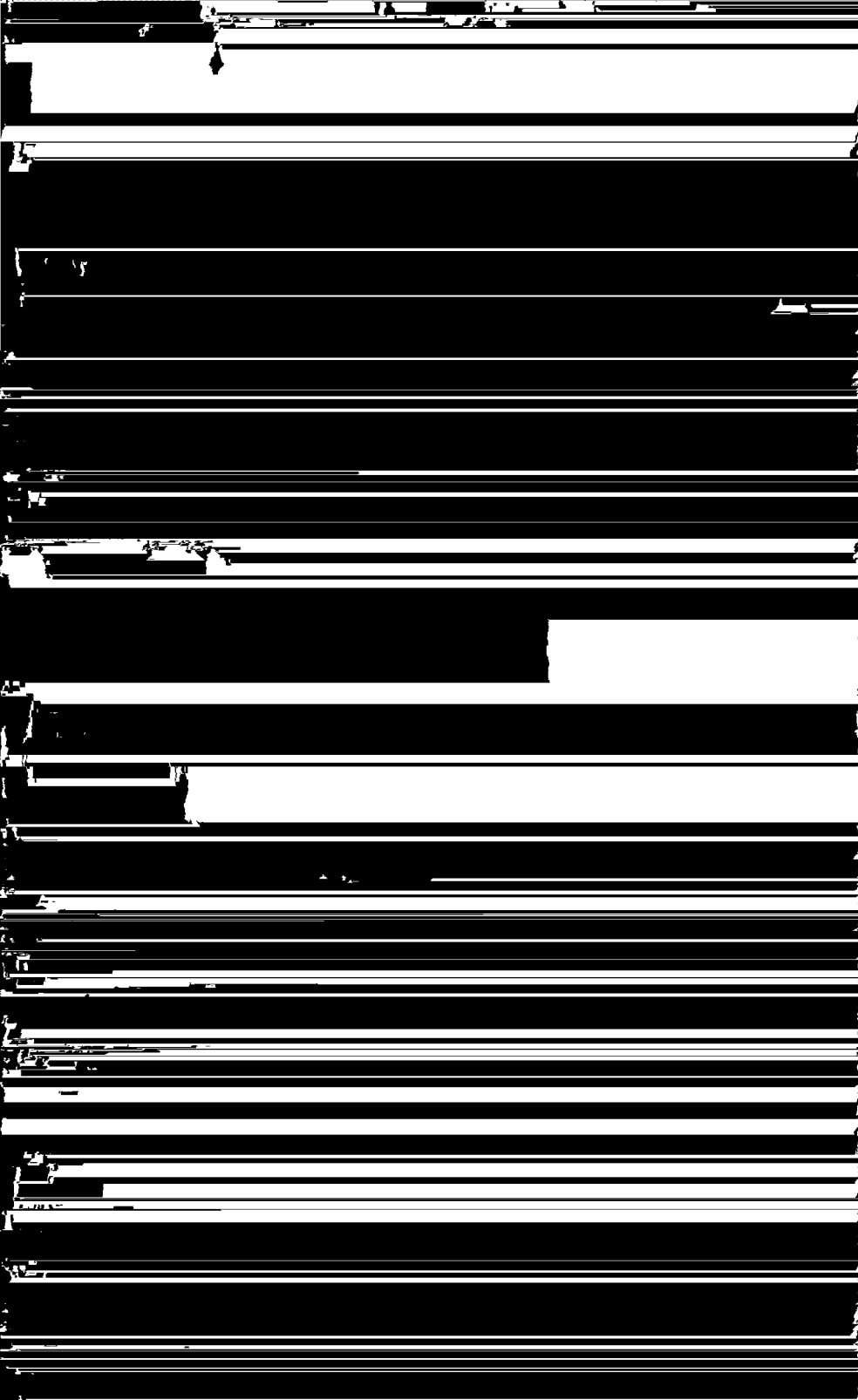
De anodedissipatie W_a wordt maximaal voor:

$$(21) \quad I_a_{(W_a = \max)} = \frac{2}{\pi} I_{a \max}.$$

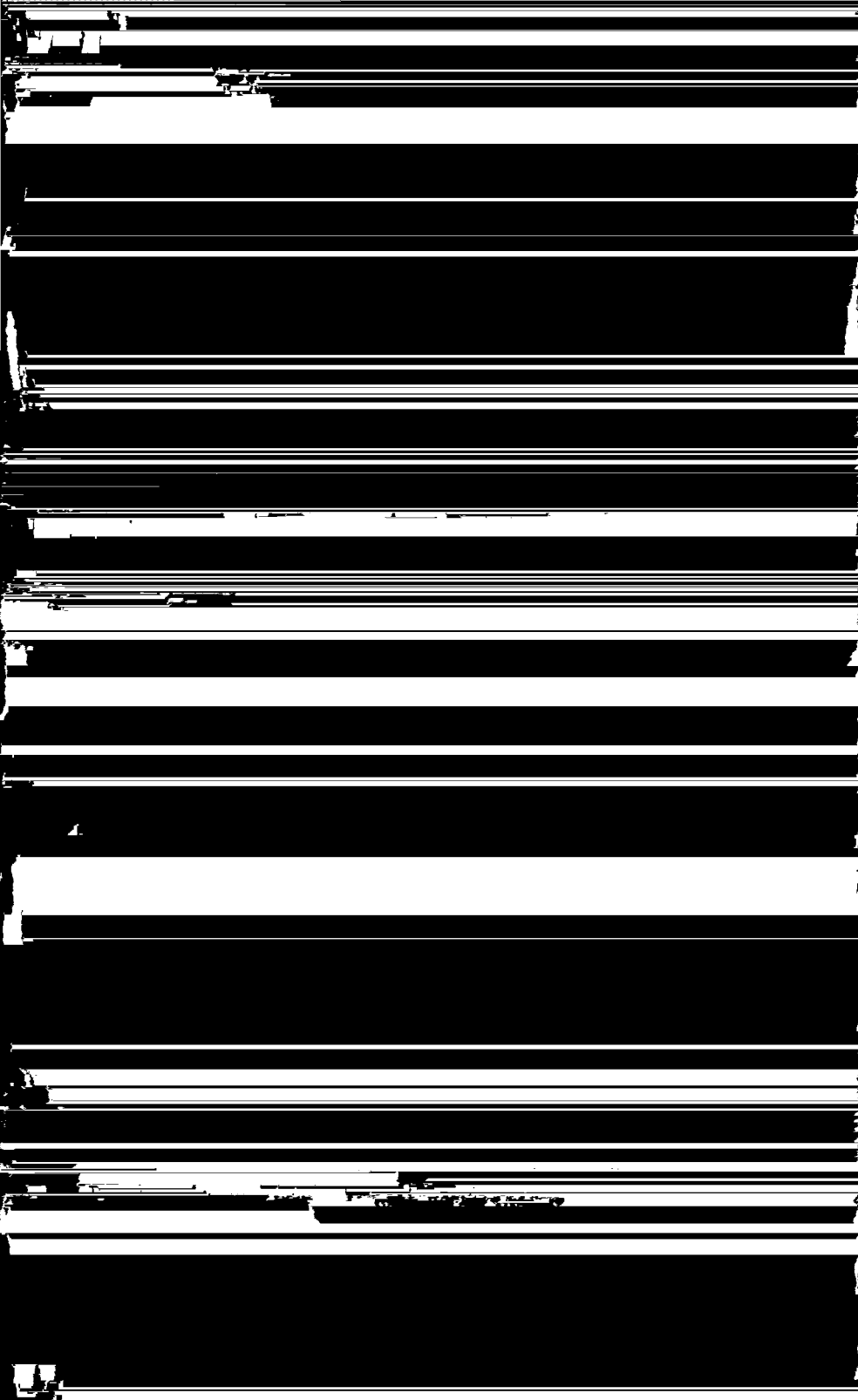
(Dit kan men vinden, door W_a uit vergelijking (20) naar I_a te differentieeren en het differentiaalquotiënt $\frac{dW_a}{dI_a}$ gelijk aan nul te stellen.)

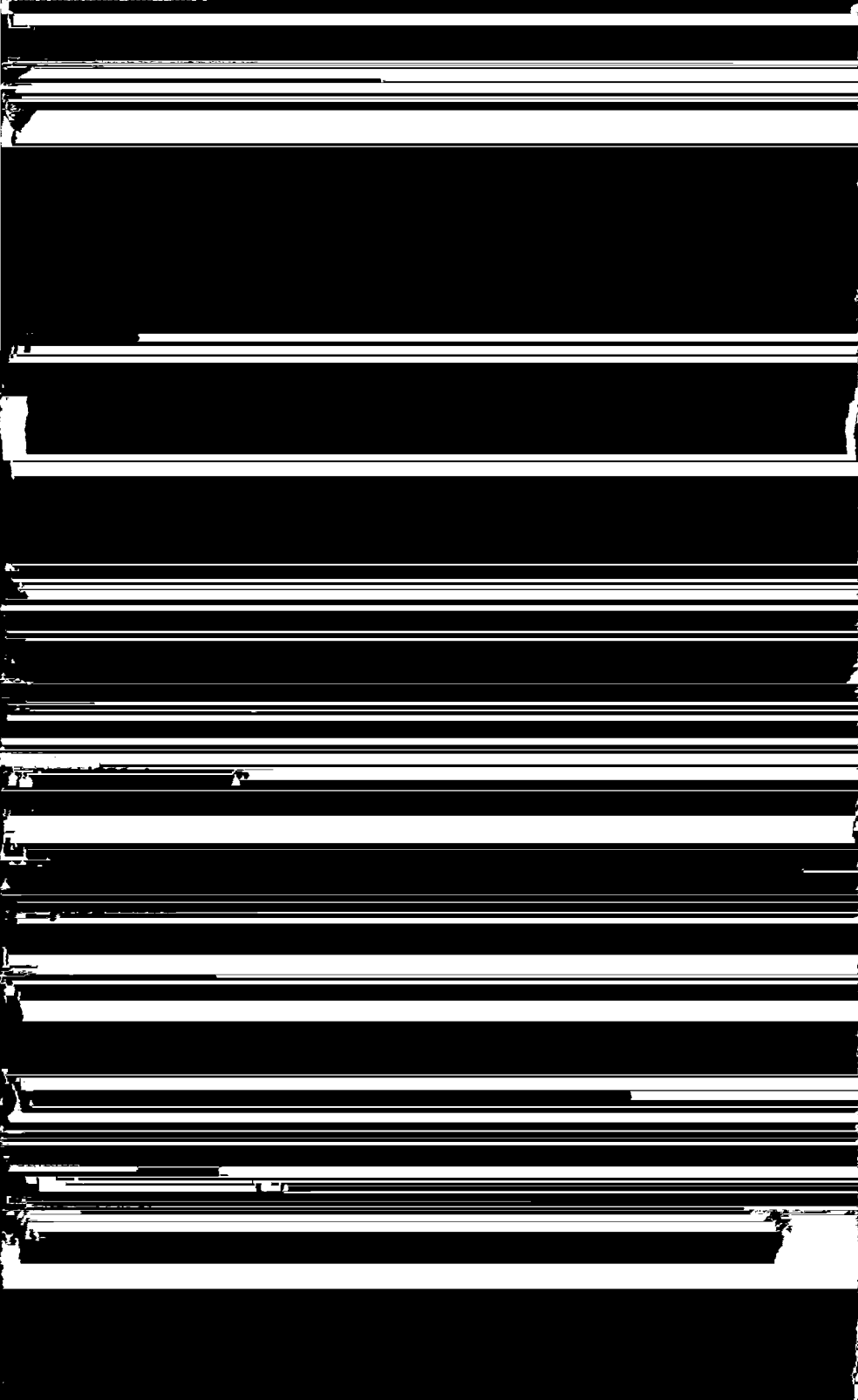
Voert men nu de voor I_a in (21) gevonden waarde in (20) in, dan vindt men voor de maximale anodedissipatie de waarde:

$$(22) \quad W_{a \max} = \frac{1}{\pi} W_{i \max}.$$









in het eerste geval rekening moet houden met de omstandigheid, dat de maximale anodedissipatie bij afwezigheid van een signaal niet wordt overschreden. Doorgaans is het maximale te leveren vermogen echter grootter dan bij twee in balans geschakelde buizen klasse A.

§ 12. Aanpassing van den luidspreker aan klasse B en klasse AB eindtrappen

Voor twee trioden in een eindversterker klasse B gelden de volgende overwegingen voor aanpassing van den luidspreker. Stel het totale aantal primaire windingen van den transformator is n_1 en het aantal secundaire windingen n_2 (zie fig. 193). Daar het werkpunt in principe bij $I_{a0} = 0$ wordt gekozen (ruststroom),

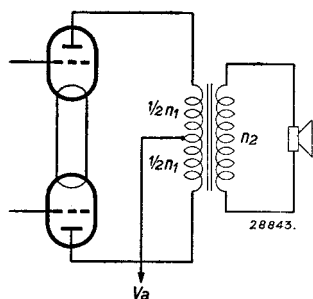


Fig. 193

Twee in balans geschakelde eindtrioden met uitgangstransformator.

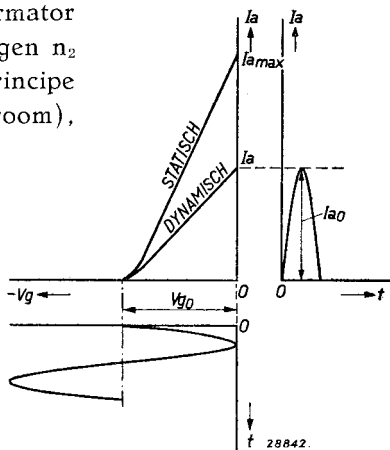


Fig. 194

Statische en dynamische karakteristiek van een eindtriode in schakeling klasse B.

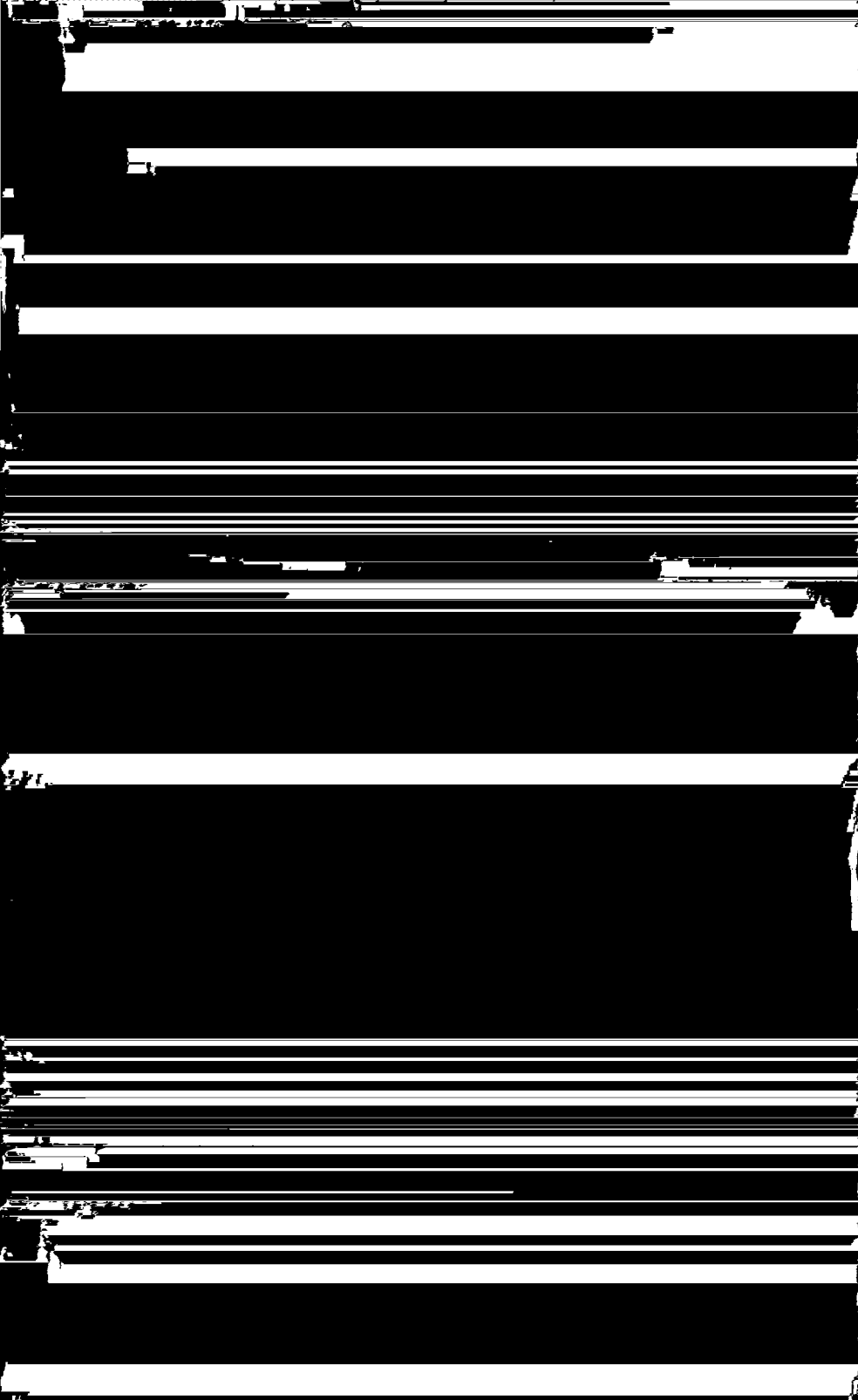
werken de buizen beurtelings een halve periode. Indien men geen roosterstroom toelaat, kan aan elk rooster een amplitude van maximaal V_{g0} (zie fig. 194) worden toegelaten.

Het grootste vermogen wordt geleverd indien $R_a = R_i$ (zie Aanhangel II/7). In dat geval bedraagt de steilheid van de dynamische karakteristiek de helft van die der statische karakteristiek. De amplitude van den anodestroom is dus:

$$(23) \quad I_a = \frac{1}{2} I_{a \max} = \frac{1}{2} \frac{V_{a0}}{R_i}.$$

De beurtelings werkende takken van de balansschakeling kunnen ook worden beschouwd als een enkelen weerstand R_a met den totalen wisselstroom, waarvan de amplitude gelijk is aan I_a . Het geleverde vermogen is nu:

$$(24) \quad W_{o \max} = \frac{1}{2} I_a^2 R_a = \frac{1}{8} \frac{V_{a0}^2}{R_i} = \frac{1}{8} V_{a0} I_{a \max}.$$



Gelijkrichting van het H.F. of M.F. signaal

§ 1. De gelijkrichtende werking van de diode

Zoals reeds in hoofdstuk IX werd uiteengezet, wordt de modulatie in de detectorbuis van de draaggolf gescheiden. Ten einde dit te bereiken, moet het gemoduleerde H.F. of M.F. signaal worden gelijkgericht. De hierdoor verkregen gelijkspanning heeft echter geen constante waarde. Door de gelijkrichting worden bijv. de onderste halve perioden van de wisselspanning van het signaal onderdrukt, zoodat in dat geval alleen de bovenste halve perioden overblijven, waarvan de amplituden overeenkomstig de opgedrukte modulatiefrequentie toe- en afnemen (zie fig. 195b). Indien de gelijkrichterschakeling uit een gelijkrichtbuis met een buffer- of reservoircondensator en een lekweerstand bestaat en deze schakel-elementen zoodanig zijn gedimensionneerd, dat uitsluitend de hoogfrequente schommelingen en niet de laagfrequente schommelingen van de golfhelften worden afgevlakt, blijft over den weerstand alleen een gelijkspanning staan, die in het rythme van de modulatiefrequentie schommelt (zie fig. 195c). Indien deze schommelende gelijkspanning aan een koppel-element bestaande uit een weerstand en een condensator (RC keten) wordt toegevoerd (fig. 196), zal de gelijkspanning

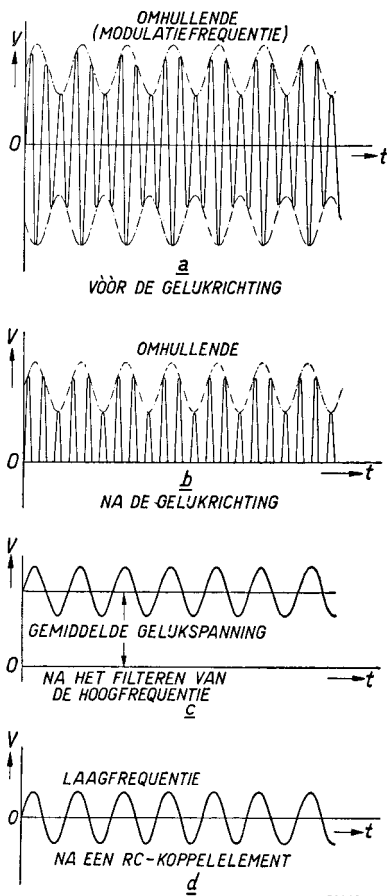


Fig. 195

- a) Gemoduleerde draaggolf.
- b) Door de gelijkrichtende werking van de detectorbuis worden de negatieve halve golven niet doorgelaten en blijven alleen de positieve halve golven van het signaal over.
- c) Door de tijdconstante van den lekweerstand en den condensator voor de detectie, blijft aan den lekweerstand een negatieve gelijkspanning over met een hierop gesuperponeerde laagfrequente modulatie.
- d) Achter den blokkeeringscondensator blijft uitsluitend de L.F. modulatie over.

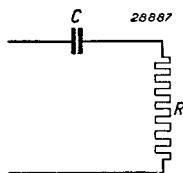


Fig. 196
RC keten.



krijgen, die zoo constant mogelijk verloopt, moet men dus een grooten condensator en een hoogen weerstand kiezen. Deze mogen echter bij de detectie niet zóó groot zijn, dat de veel tragere modulatieschommelingen, die op de gelijkgerichte spanning zijn gesuperponeerd, hierdoor worden beïnvloed.

De spanning aan een condensator, die zich over een weerstand ontlad, is een functie van den tijd en hangt, zooals boven werd uiteengezet, af van de capaciteitswaarde C en de weerstandswaarde R . De formule voor de spanning aan den condensator luidt:

$$(1) \quad V_c = V_{co} \varepsilon^{-\frac{t}{RC}}.$$

Hierin is V_{co} de spanning tusschen de condensatorplaten bij het begin van de ontlading, ε de basis der natuurlijke logaritmen ($\varepsilon = 2,72 \dots$), t de tijdsduur in seconden, R de weerstandswaarde in ohm en C de capaciteitswaarde in farad.

Onder RC-tijd van een afvlakfilter, dat uit een weerstand en een condensator bestaat, verstaat men den tijdsduur in seconden, die een spanning aan den condensator noodig heeft, ten einde zich over den weerstand tot op $\frac{1}{2,72}$ van haar oorspronkelijke waarde te ontladen.

Wanneer namelijk $t = RC$, wordt formule (1): $V_c = V_{co} \varepsilon^{-1} = V_{co}/2,72$. Deze tijd wordt zeer eenvoudig uit het product van de capaciteitswaarde in farad en de weerstandswaarde in ohm berekend. Zoo zal een condensator van $100 \mu\mu\text{F}$ en een weerstand van $1 \text{ M}\Omega$ een RC-tijd van $100 \times 10^{-12} \times 10^6 = 10^{-4}$ seconden hebben, d.w.z. dat de spanning aan den condensator na $\frac{1}{10\,000}$ seconde op $\frac{1}{2,72}$ van haar oorspronkelijke waarde zal zijn gedaald. Bij een golflengte van 2000 m is de frequentie 150 kHz of $150\,000 \text{ Hz}$ en de duur van een periode $\frac{1}{150\,000} \text{ sec}$, zoodat de spanning aan den condensator in dezen korten tijd bij een dergelijke RC-keten vrijwel constant blijft. Bij kortere golflengten worden de verhoudingen nog gunstiger.

De hoogste modulatiefrequentie, die bij radio-uitzendingen in de practijk voorkomt, bedraagt doorgaans 5000 Hz . De condensator met den lekweerstand moet nu een zoodanigen RC-tijd hebben, dat de ontlading van den condensator niet langzamer is dan het verval van de sinusgolf voor 5000 Hz , wil de spanning aan den lekweerstand de kromme voor 5000 Hz nauwkeurig kunnen volgen. De spanning aan den lekweerstand volgt het verloop van de modulatiekromme nauwkeurig bij een modulatie diepte van 70% , indien de RC-tijd kleiner is dan $\frac{1}{2}\pi$ keer den

duur van de periode der modulatie. Bij geringere modulatie diepten kan de RC-tijd dienovereenkomstig grooter worden gekozen. Hieruit volgt, dat de hoogste frequentie voor de hierboven beschreven keten met een RC-tijd van 10^{-4} seconden, bij een modulatie diepte van 70%, 1600 Hz bedraagt; in de praktijk wordt veelal een condensator van $100 \mu\mu\text{F}$ en een lekweerstand van $0,5 \text{ M}\Omega$ toegepast en komt een modulatie diepte van 70% voor de hoge frequenties nauwelijks voor, zoodat de modulatie frequenties van 5000 Hz en hoger nog zonder vervorming worden overgebracht.

Bij de gelijkrichting van een signaal wordt gebruik gemaakt van de eigenschap der radiobuis, electronen uitsluitend van de emitteerende kathode naar de anode, maar niet in omgekeerde richting door te laten. Een diode (buis met twee electroden) is voor dit doel dus voldoende. Schakelt men een diode in serie met een weerstand over een trillingskring, zooals in fig. 198 wordt voorgesteld en wordt in dezen kring een wisselspanning met de resonantie-frequentie geïnduceerd, dan zal de diode den stroom alleen in de richting van den pijl doorlaten. Over den serieweerstand

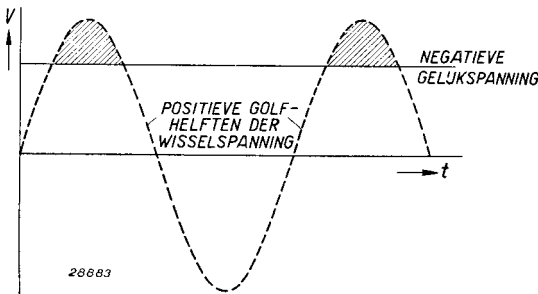


Fig. . 201

H.F.wisselspanning en negatieve gelijkspanning aan de anode van de diode als functie van den tijd. Alleen de gearceerde spanningstoppen veroorzaken een stroomdoorgang door de diode.

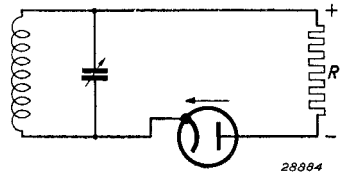


Fig. 198

Aansluiting van een diode, in serie met een weerstand, op een trillingskring.

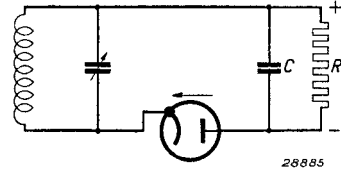


Fig. 199

Aansluiting van een diode, in serie met een weerstand met parallel hieraan een condensator, op een trillingskring.

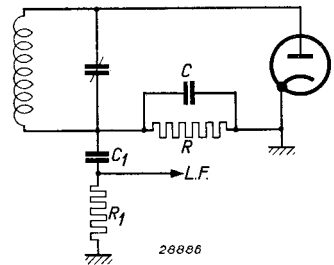
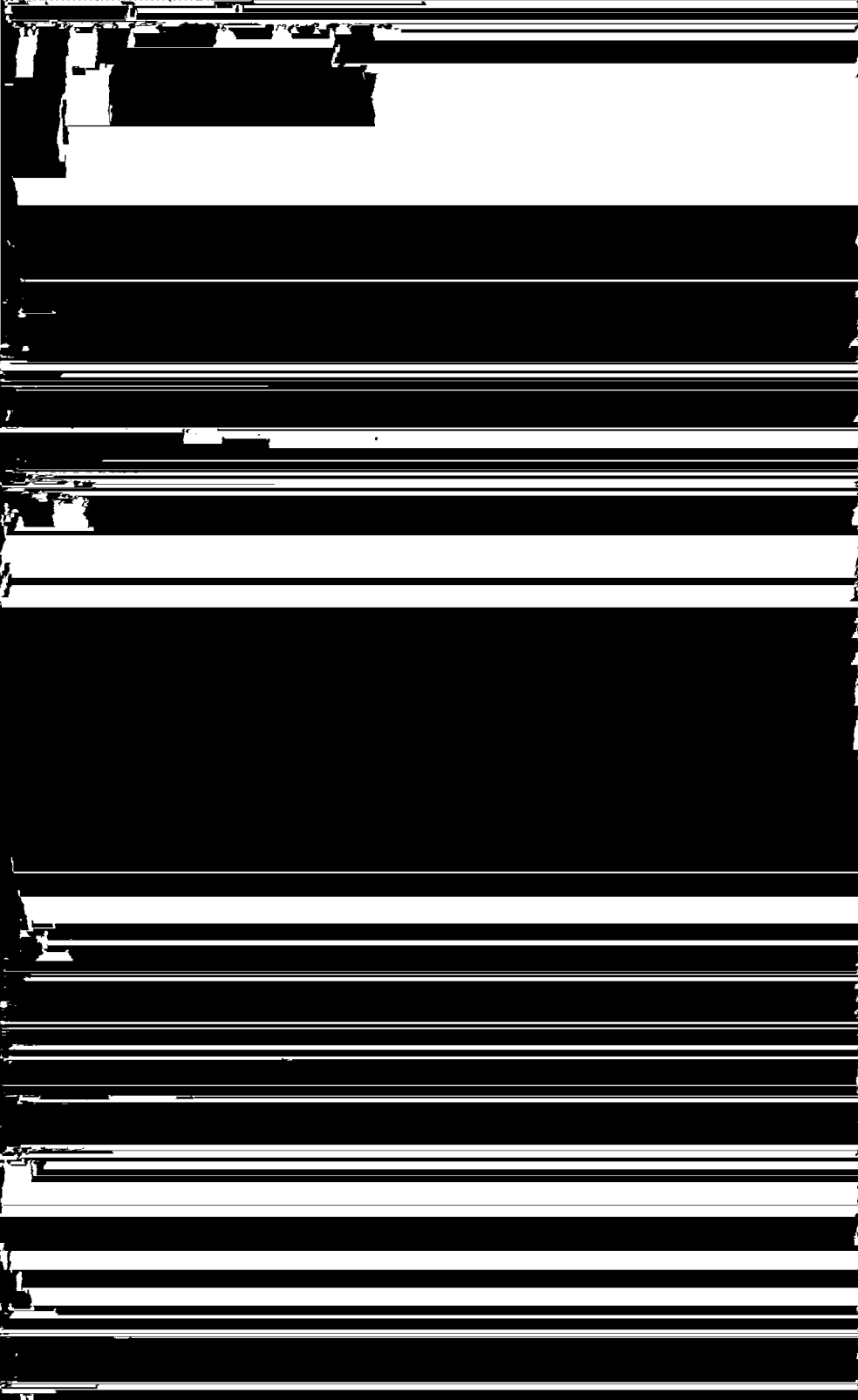


Fig. 200

Schakeling van een diode met lekweerstand en condensator. De L.F.modulatie wordt via een filter, dat uit C_1 en R bestaat, afgenomen.

ontstaat dientengevolge een pulseerende gelijkspanning. Als men nu den weerstand R door een condensator C (zie fig. 199) overbrugt, ontstaat een afvlakketen met een bepaalden RC-tijd en indien deze juist wordt gekozen, zal de



over den lekweerstand een negatieve gelijkspanning, die dus tevens tusschen de anode en de kathode van de diode komt te staan. Tege-
 lijkertijd staat de toegevoerde H.F. wissel-
 spanning tusschen de anode en de kathode.
 Ten gevolge van de superpositie van een
 wisselspanning op een negatieve gelijk-
 spanning, vloeien door de diode periodieke
 stroomstooten van de anode naar de ka-
 thode; men kan de gemiddelde waarde van
 de door de diode vloeiende stroomstooten
 meten. Bij groote signalen aan de diode
 zal de diode zich zoo sterk negatief instel-
 len, dat alleen de toppen van de wissel-
 spanning stroomdoorgang door de diode
 zullen veroorzaken.

Als men nu, volgens de schakeling van
 fig. 203, den gelijkstroom door de diode
 als functie van de aangelegde negatieve
 gelijkspanning voor een aantal waarden van de wisselspanning ($V_m =$

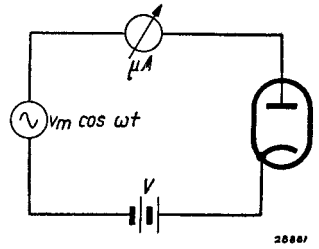


Fig. 203

Schakeling voor het meten van den gelijkstroom door de diode als functie van de gelijkspanning voor een aantal waarden van de tegelijkertijd aangelegde wisselspanning.

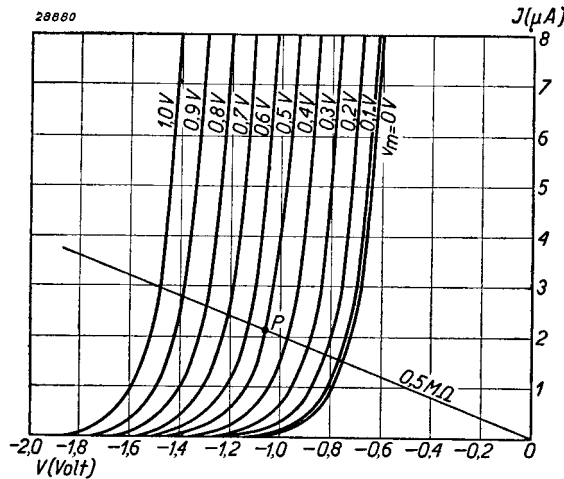


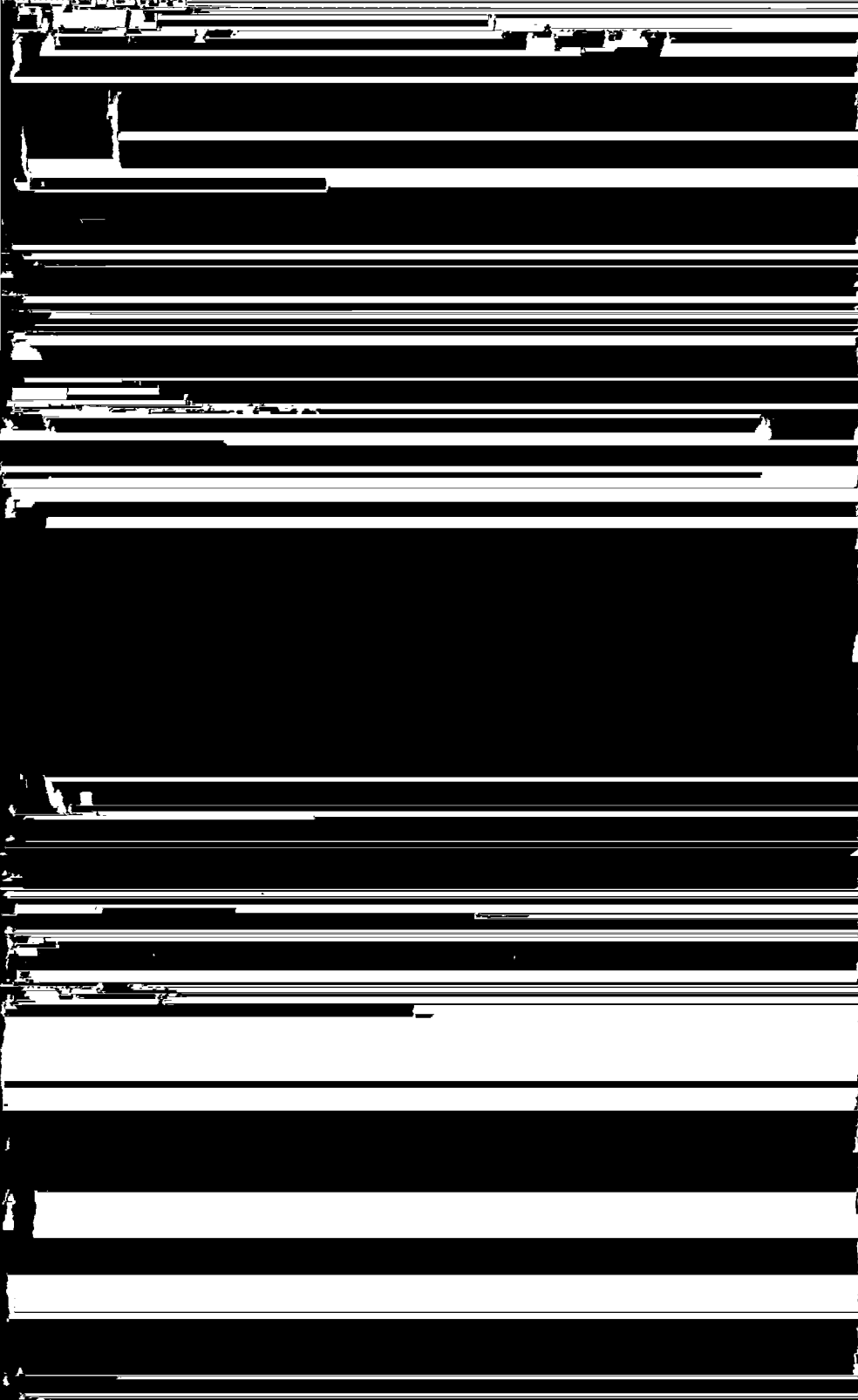
Fig. 204

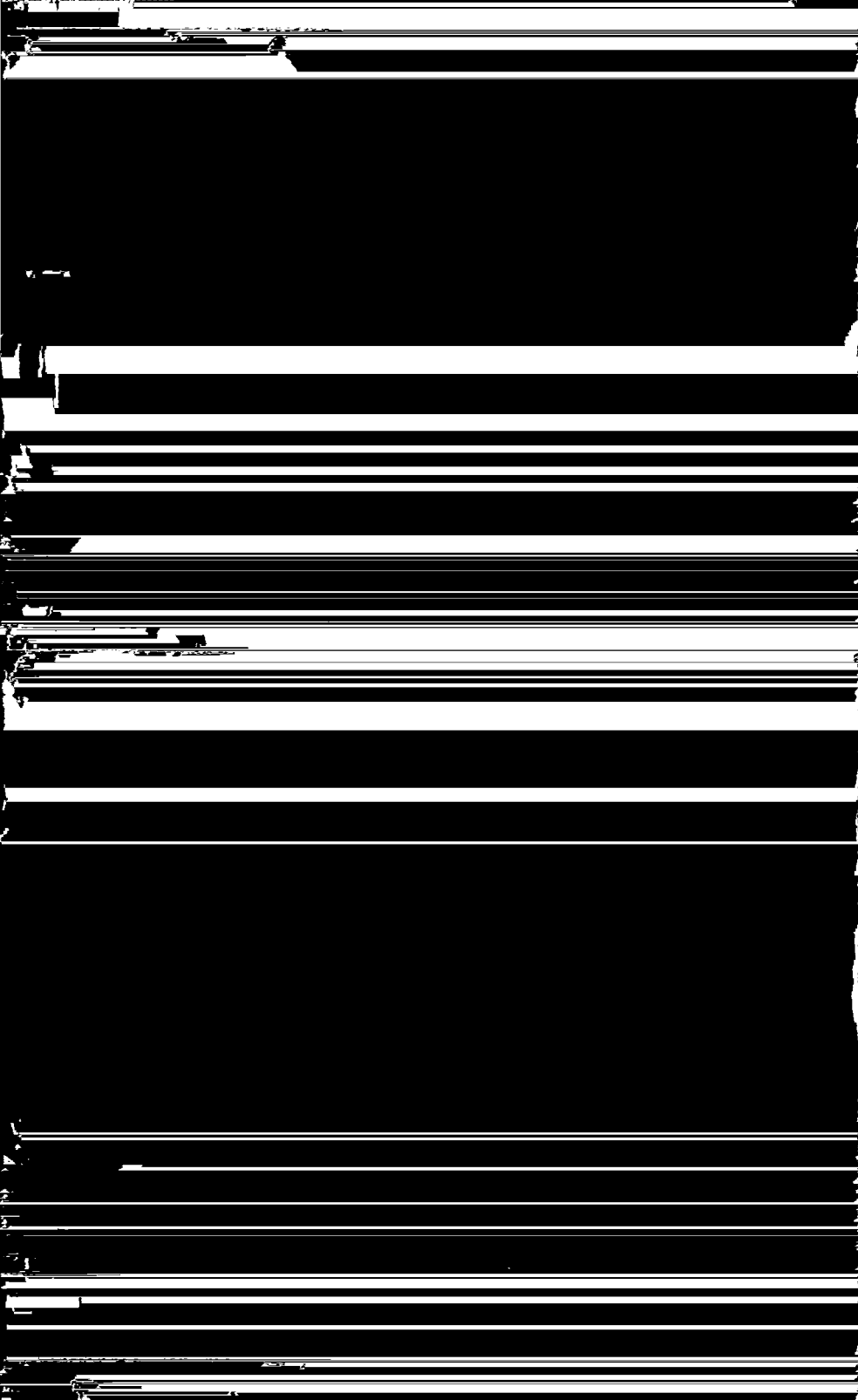
Krommenschaar, die den gelijkstroom door de diode voorstelt, als functie van de aangelegde negatieve gelijkspanning voor verschillende waarden van de tegelijkertijd aangelegde wisselspanning.

met de kathode, de gemiddelde stroom I door de diode aan de volgende vergelijking moet voldoen:

$(V_m =$ topwaarde van de aangelegde wisselspanning) meet en in den vorm van krommen uitzet, verkrijgt men een krommenschaar volgens fig. 204. Deze krommen geven dus het verband tusschen den gemiddelden diodestroom I , de gelijkspanning V aan de diode en de amplitude van het H.F. signaal V_m .

Zoals werd uiteengezet, wordt bij de gelijkrichting de gelijkspanning aan de diode door den spanningsval in den lekweerstand R opgewekt, zoodat, bij verbinding van den lekweerstand





zich echter voor het laagfrequentiegebied parallel aan dezen weerstand de lekweerstand van de versterkingsbuis, die op de diode volgt (zie fig. 206) en soms ook de afvlakweerstand van de automatische volumeregeling (zie hoofdstuk XXII). Deze weerstanden zijn weliswaar door condensatoren voor gelijkstroom geblokkeerd, maar daar deze condensatoren de lage frequenties moeten doorlaten, respectievelijk voor een goede afvlakking zoo groot moeten worden gekozen, dat de impedantie voor lage frequenties klein is, wordt de weerstand voor de laagfrequente schommelingen aan den lekweerstand hierdoor veranderd. Den L.F. weerstand berekent men uit de parallelschakeling van den diodelekweerstand, den roosterlekweerstand van de volgende buis en den eventuelen afvlakweerstand voor de automatische volumeregeling. Deze omstandigheid kan bij een groote modulatie diepte van de draaggolf tot aanzienlijke vervorming aanleiding geven. Dit zal men inzien bij beschouwing van fig. 207, waarin de krommen $I = f(V)$ weer met V_m als parameter zijn uitgezet.

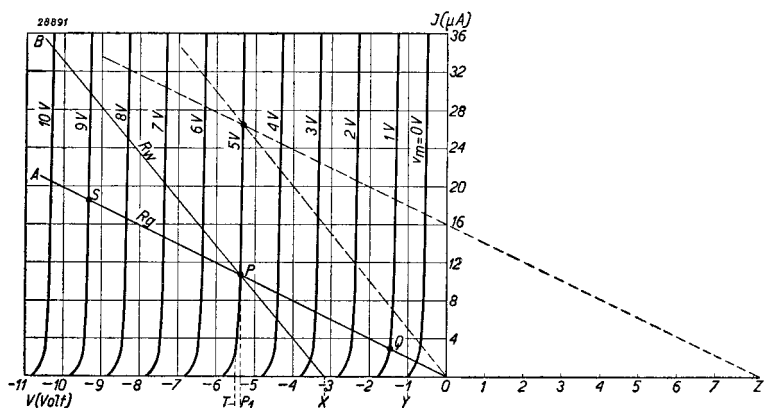


Fig. 207

Krommenschaar $I = f(V)$ van een diode met V_m als parameter. De lijn OA stelt den diodeweerstand voor, die tegelijkertijd den gelijkstroomweerstand van de schakeling vormt. De lijn XB komt overeen met den wisselstroomweerstand. Zoodra de L.F. amplitude groeter wordt dan PX, treedt ernstige vervorming op, doordat de modulatie toppen niet worden weergegeven. Deze figuur geldt voor lineaire gelijkrichting.

De lijn OA stelt hier de stroom-spanningskarakteristiek voor van den gelijkstroomweerstand R_g der diodeschakeling, dus van den lekweerstand van $0,5 M\Omega$. Als de spanning van de draaggolf van het H.F. signaal bijv. 5 V bedraagt, stelt de negatieve gelijkspanning aan den lekweerstand zich op het punt P in. Indien de L.F. belasting nu door den lekweerstand R_g wordt gevormd, volgen de modulatieschommelingen deze lijn; zoo zal het punt, dat het verband aangeeft tusschen de



door niet lineaire gelijkrichting op. Diodedetectie is dus alleen vrij van vervorming, als de amplitude van de draaggolf groot genoeg is en de L.F. wisselstroombelasting van de diode bovendien weinig van den lekweerstand R afwijkt.

§ 4. De door den diodedetector veroorzaakte demping

a) Het ontstaan van de demping

De demping van een trillingskring neemt toe, als parallel hieraan een weerstand wordt geschakeld (zie hoofdstuk XXIV, § 1). Indien parallel aan den kring een diode met lekweerstand en afvlakcondensator ligt (zie fig. 210), zal, ten gevolge van de voortdurende ontlading van den condensator C over den lekweerstand R ,

een gelijkstroom I_g door den lekweerstand vloeien. Door den lekweerstand wordt dus een vermogen $W = I_g^2 \times R$ opgenomen; dit vermogen moet door den trillingskring worden geleverd. Dit beteekent, dat de demping van dezen kring hierdoor wordt vergroot.

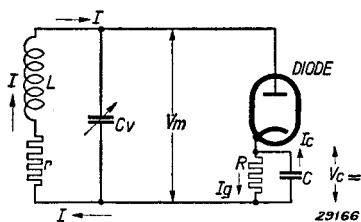


Fig. 210

Schakeling van een diodedetector parallel aan den voorafgaanden trillingskring.

b) Vervangingsweerstand voor de gelijkrichtschakeling

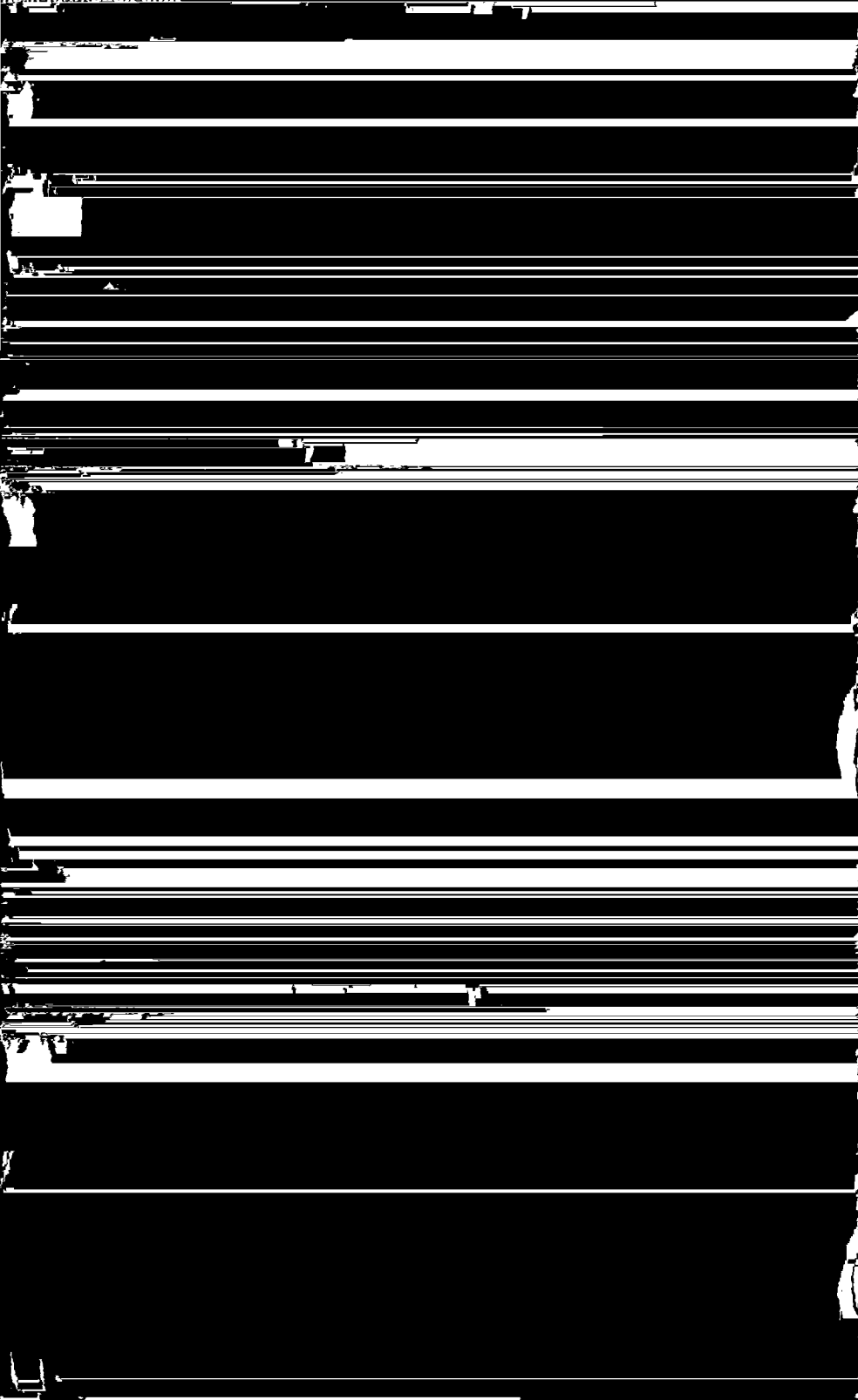
De demping, die door de gelijkrichtschakeling wordt veroorzaakt, kan worden voorgesteld door een weerstand R_d , dien men den vervangingsweerstand van de diodeschakeling noemt. Het blijkt nu, dat de vervangingsweerstand R_d voor verschillende waarden van de wisselspanning verschillende waarden aanneemt.

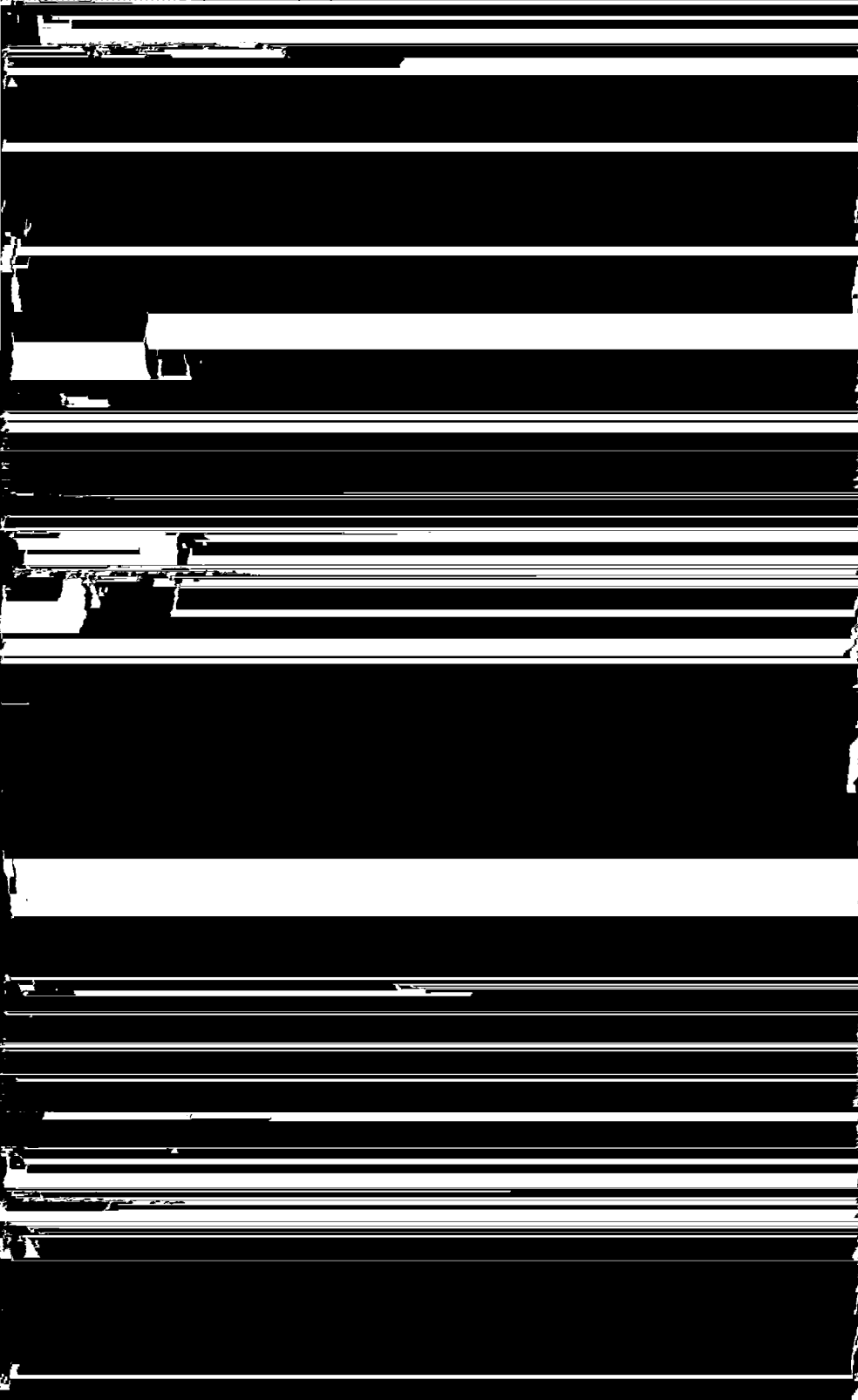
α) Demping bij groote signalen

Volgens § 2 is de detectie lineair bij H.F. amplituden, die grooter zijn dan 1 V. In dat geval krijgt de anode van de diode een zoodanige negatieve voorspanning, dat slechts gedurende een zeer klein gedeelte van de wisselspanningsperiode stroom door de diode vloeit. Zooals wiskundig en door metingen kan worden aangetoond, vindt men voor dergelijke signalen een dempingsweerstand:

$$R_d = \frac{1}{2} R \frac{V_m}{V_{c=}}$$

waarin R den lekweerstand, V_m de amplitude van de wisselspanning aan de diode en $V_{c=}$ de gelijkspanning aan den afvlakcondensator of lekweerstand voorstelt. Bij zeer groote signalen ($V_m > 10$ V) bena-





c) **Damping, indien de lekweerstand parallel aan den kring ligt.**

Vaak wordt ook de in fig. 213 voorgestelde gelijkrichtschakeling toegepast.

Deze schakeling wordt bijvoorbeeld gebruikt als één zijde van den trillingskring aan aarde ligt. Tevens wordt de schakeling toegepast bij gelijkrichters voor uitgestelde automatische volumeregeling. De dempingsweerstand van den

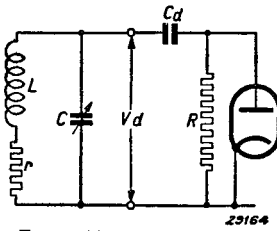


Fig. 213

Principieele schakeling van een diodedetector, die achter een met aarde verbonden trillingskring is geschakeld.

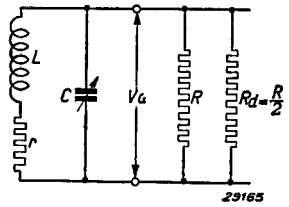


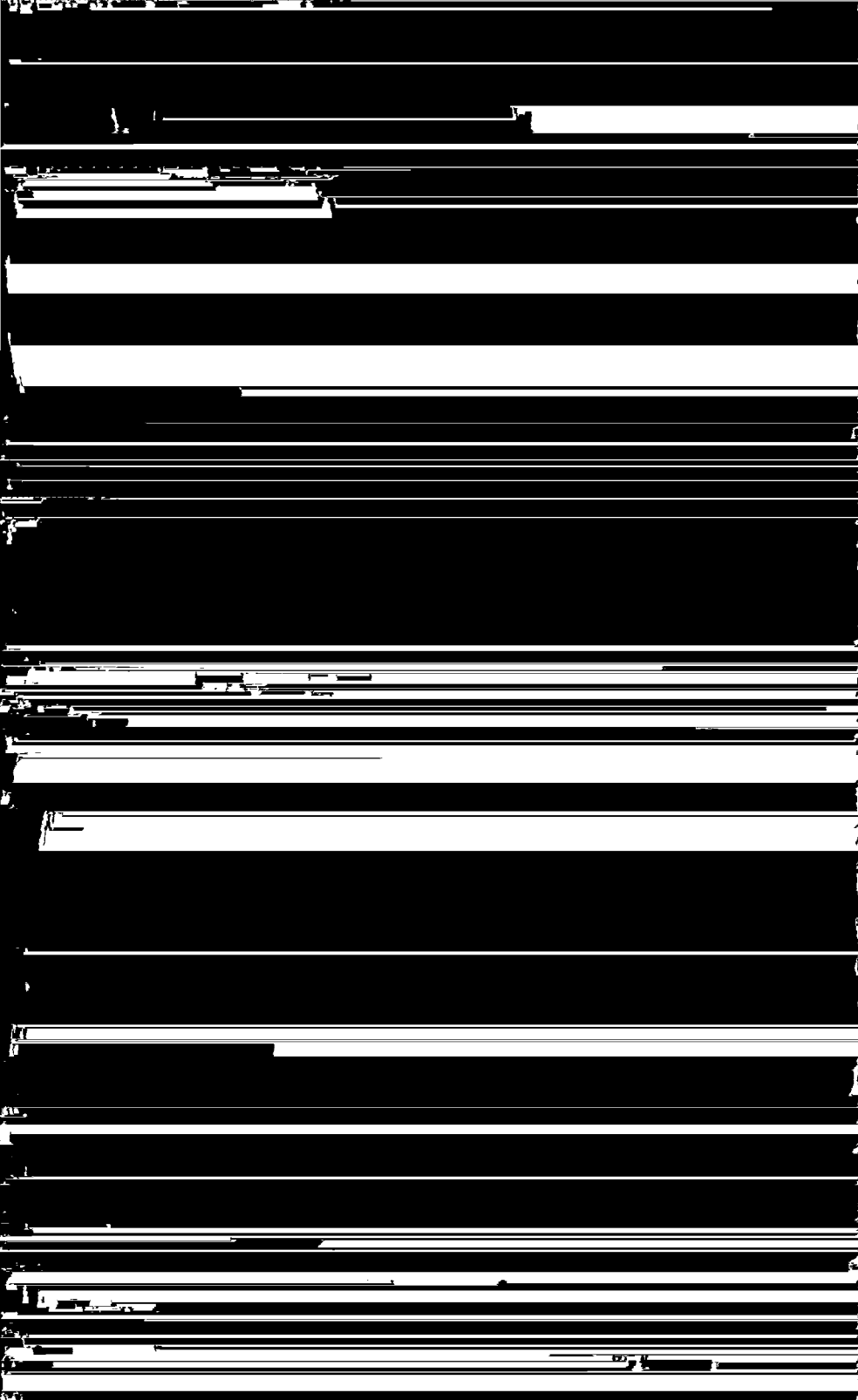
Fig. 214

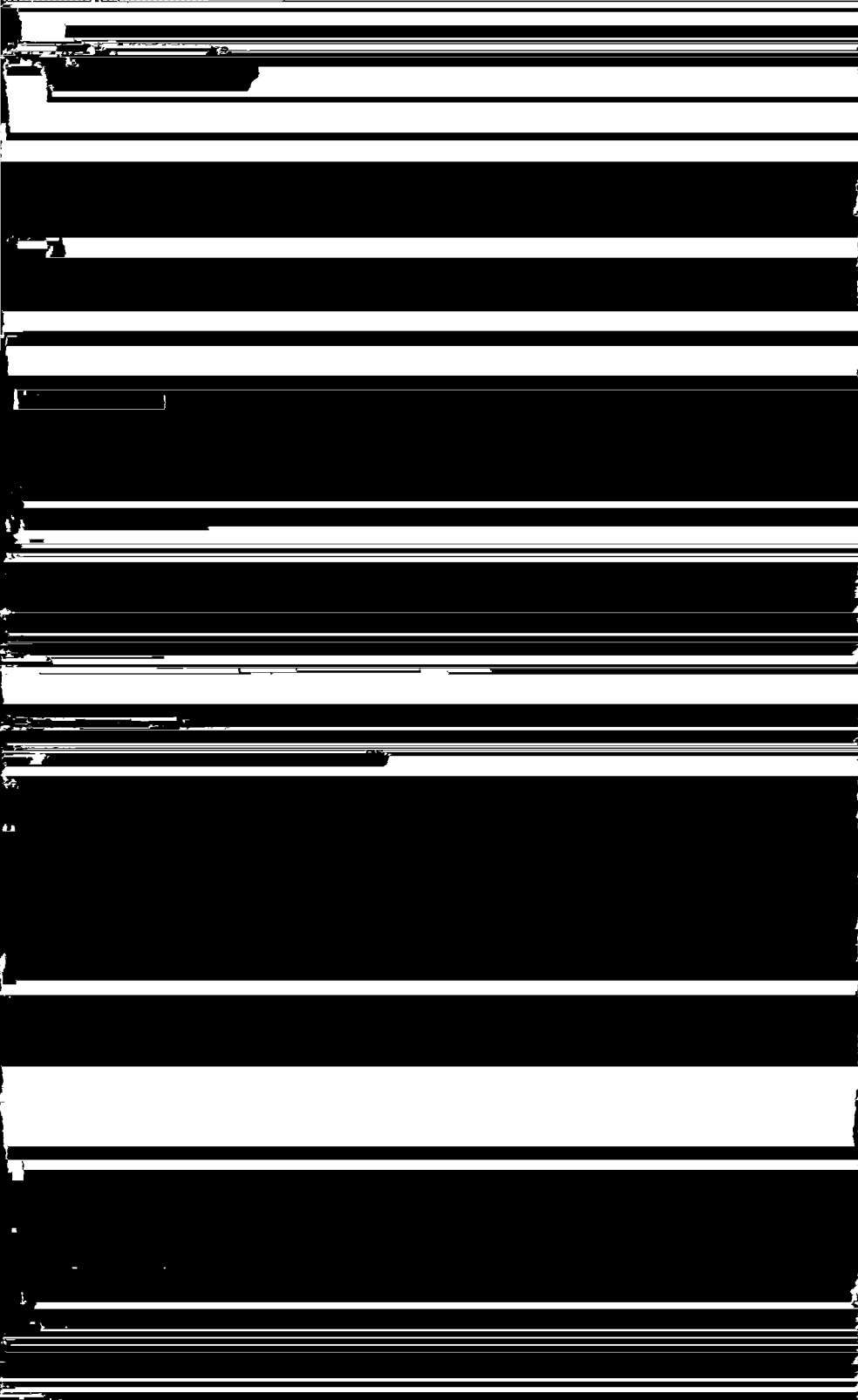
Vervangingsschakeling van een diodedetector, die achter een geaarden trillingskring is geschakeld. De totale dempingsweerstand wordt door R en R_d tezamen gevormd.

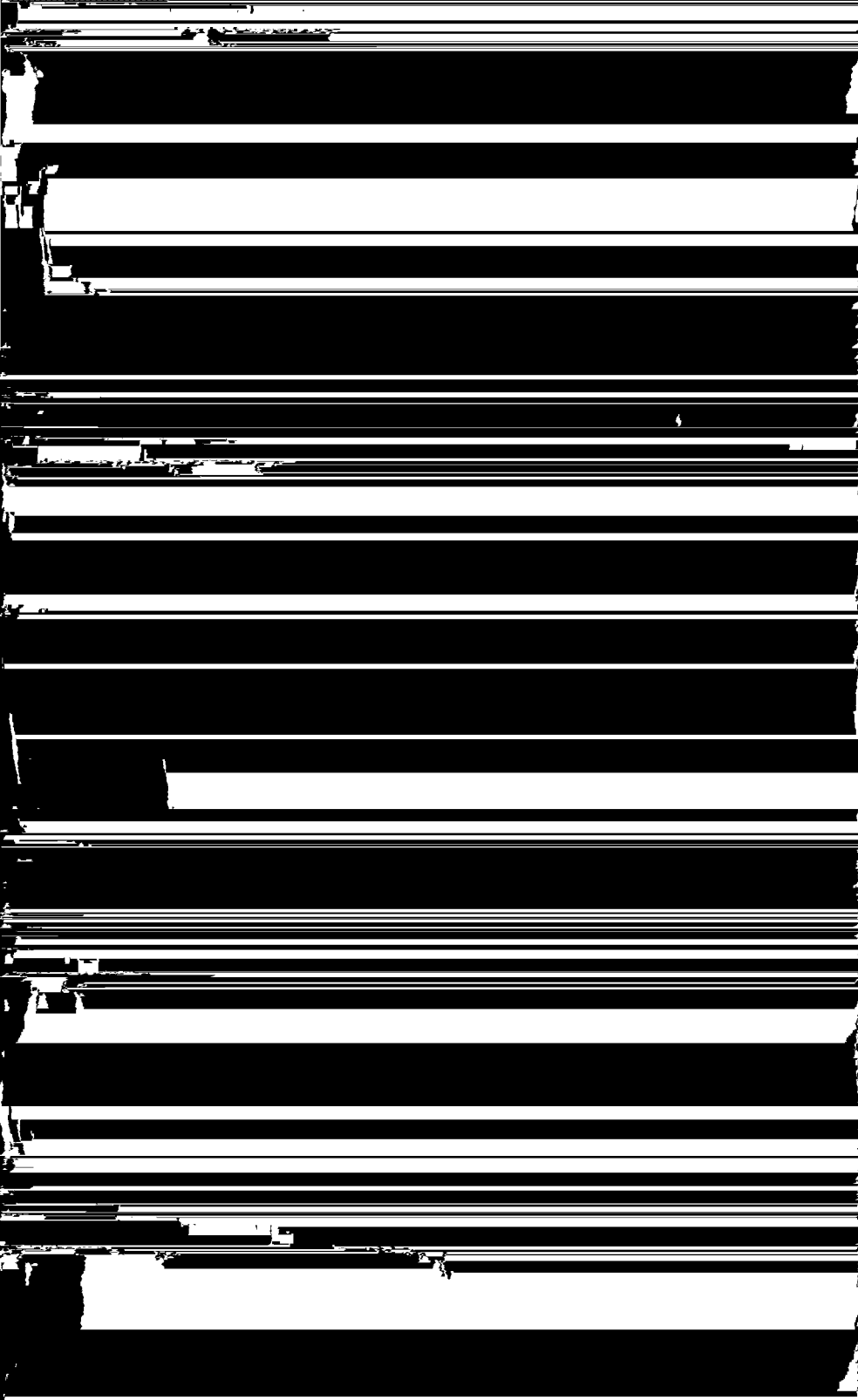
gelijkrichter alleen bedraagt in dat geval bij groote signalen $\frac{R}{2}$. Bovendien bevindt zich dan nog de lekweerstand R parallel aan den kring (zie fig. 214), zoodat de resulteerende demping gelijk wordt aan

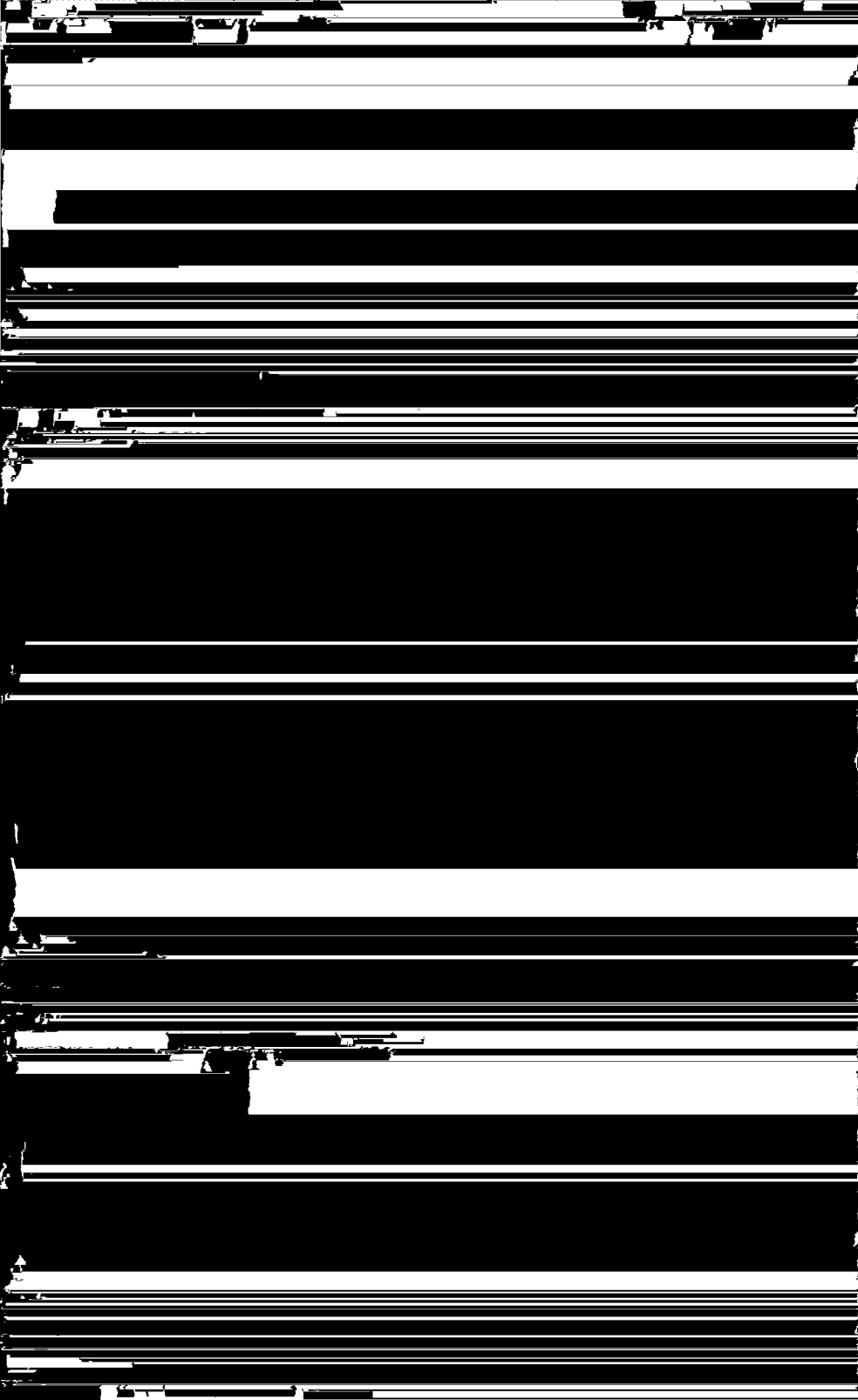
$$R_{res} = \frac{\frac{R}{2} \cdot R}{\frac{R}{2} + R} = \frac{1}{3} R.$$

Bij kleine signalen is R doorgaans aanmerkelijk grooter dan de wisselstroomweerstand van de diode, zoodat in de practijk bij berekeningen deze wisselstroomweerstand kan worden aangenomen.

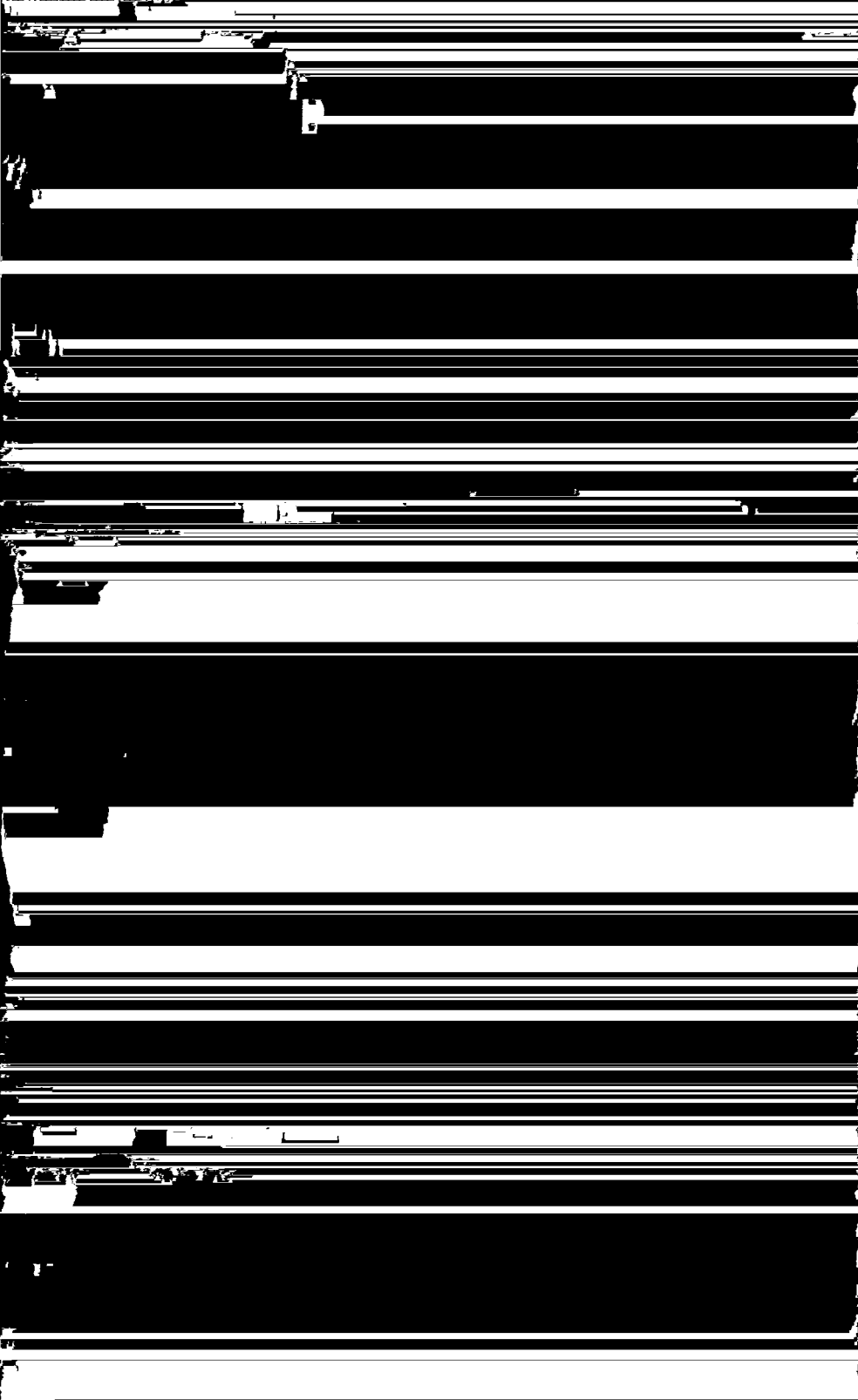


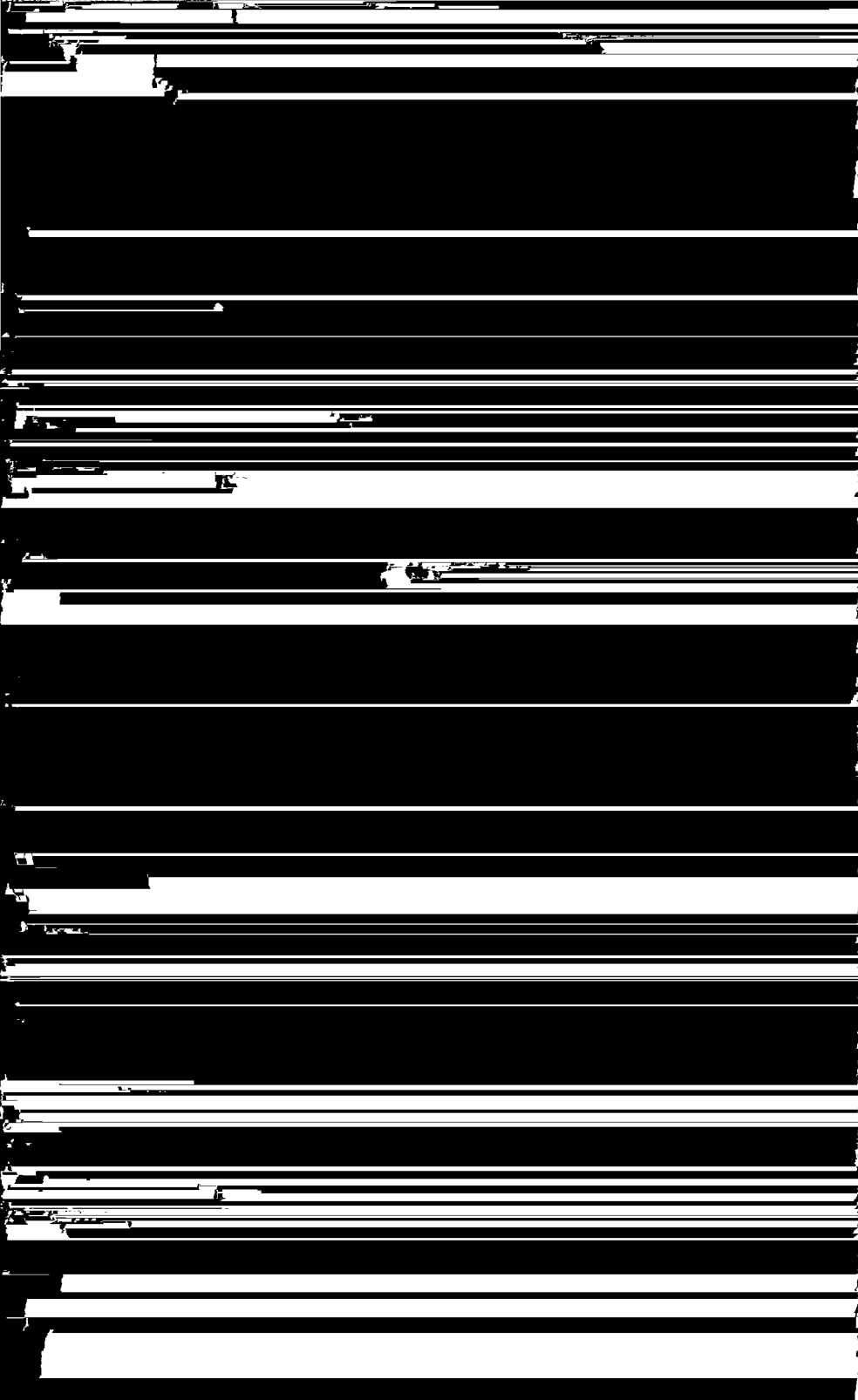


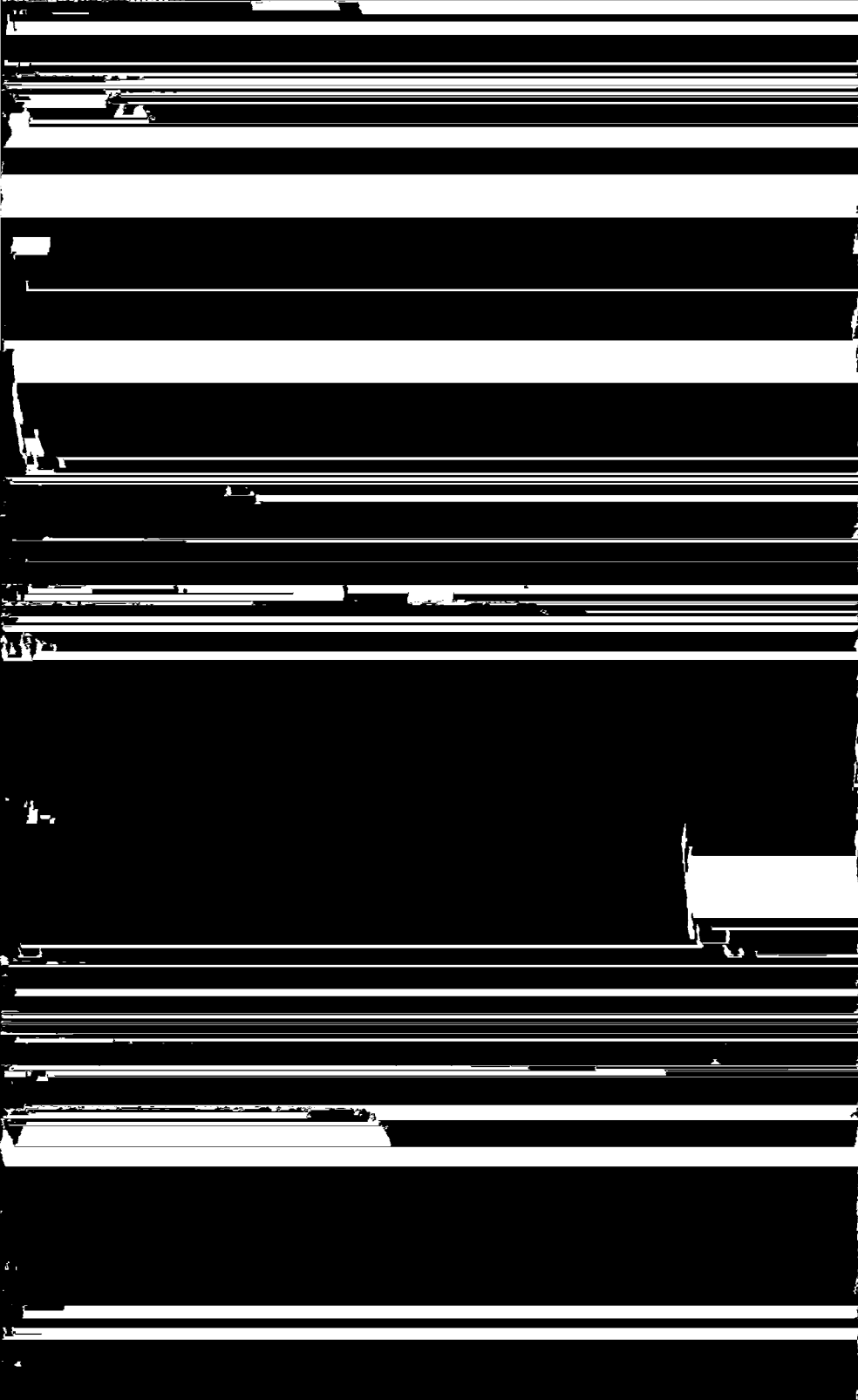


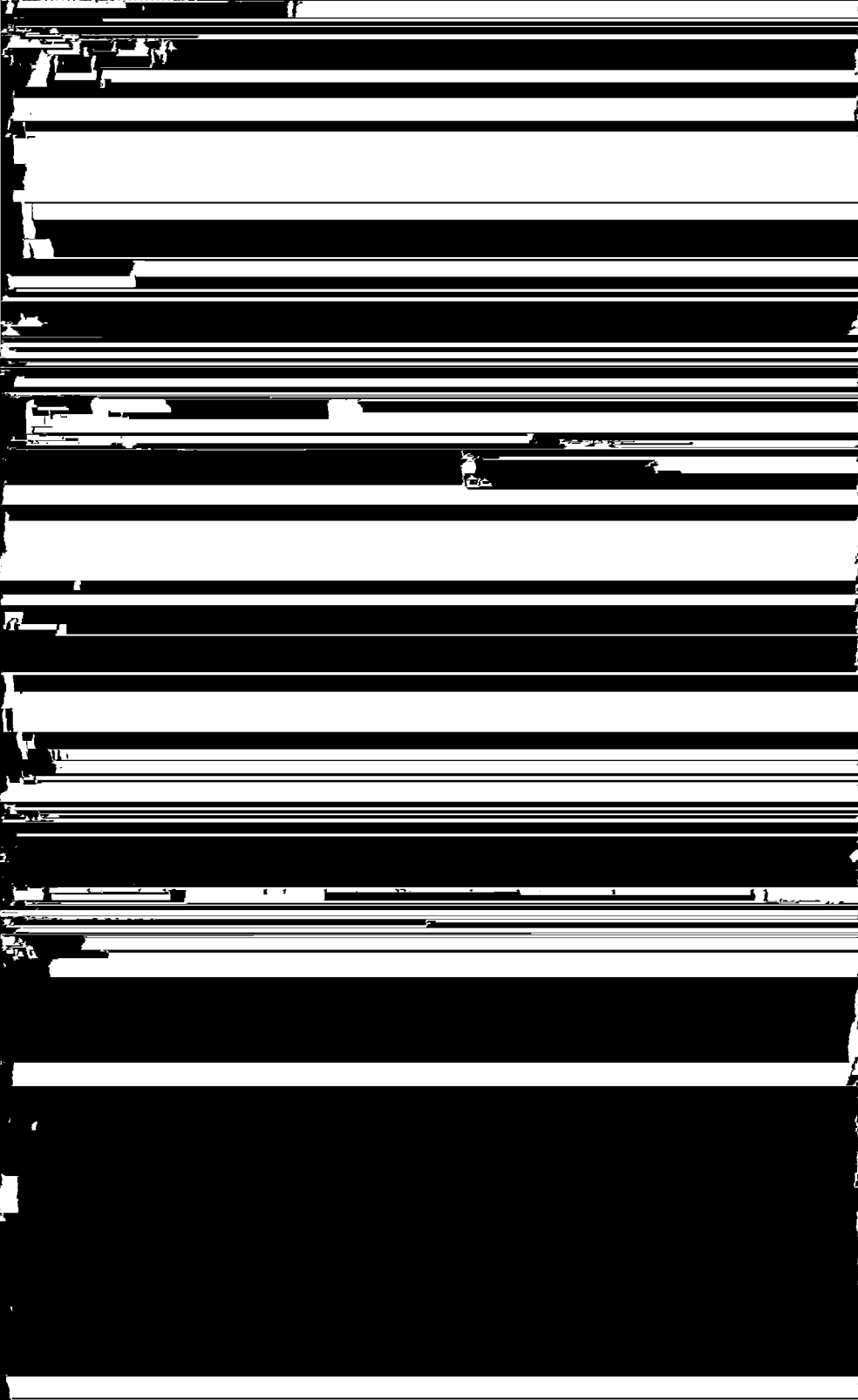




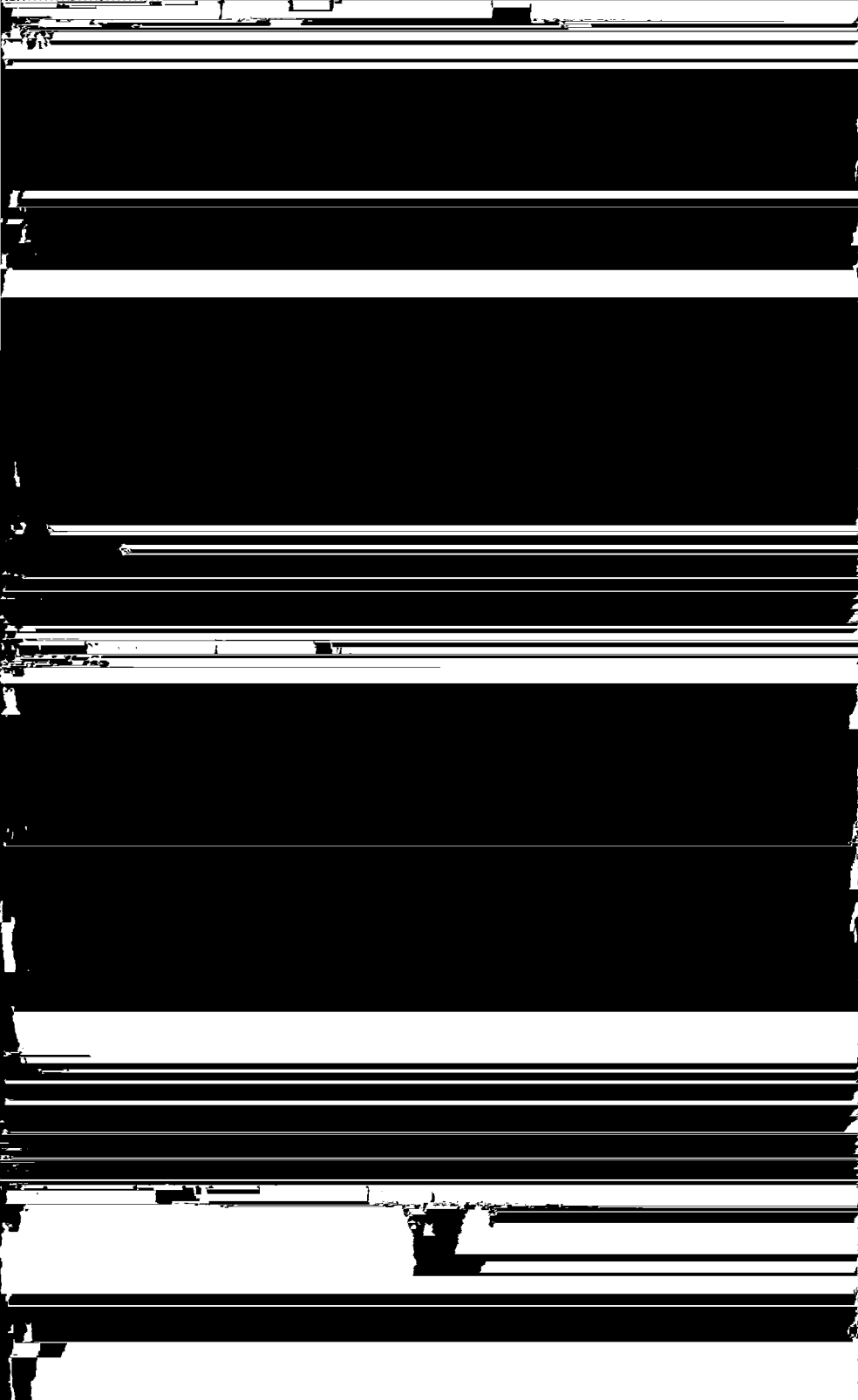


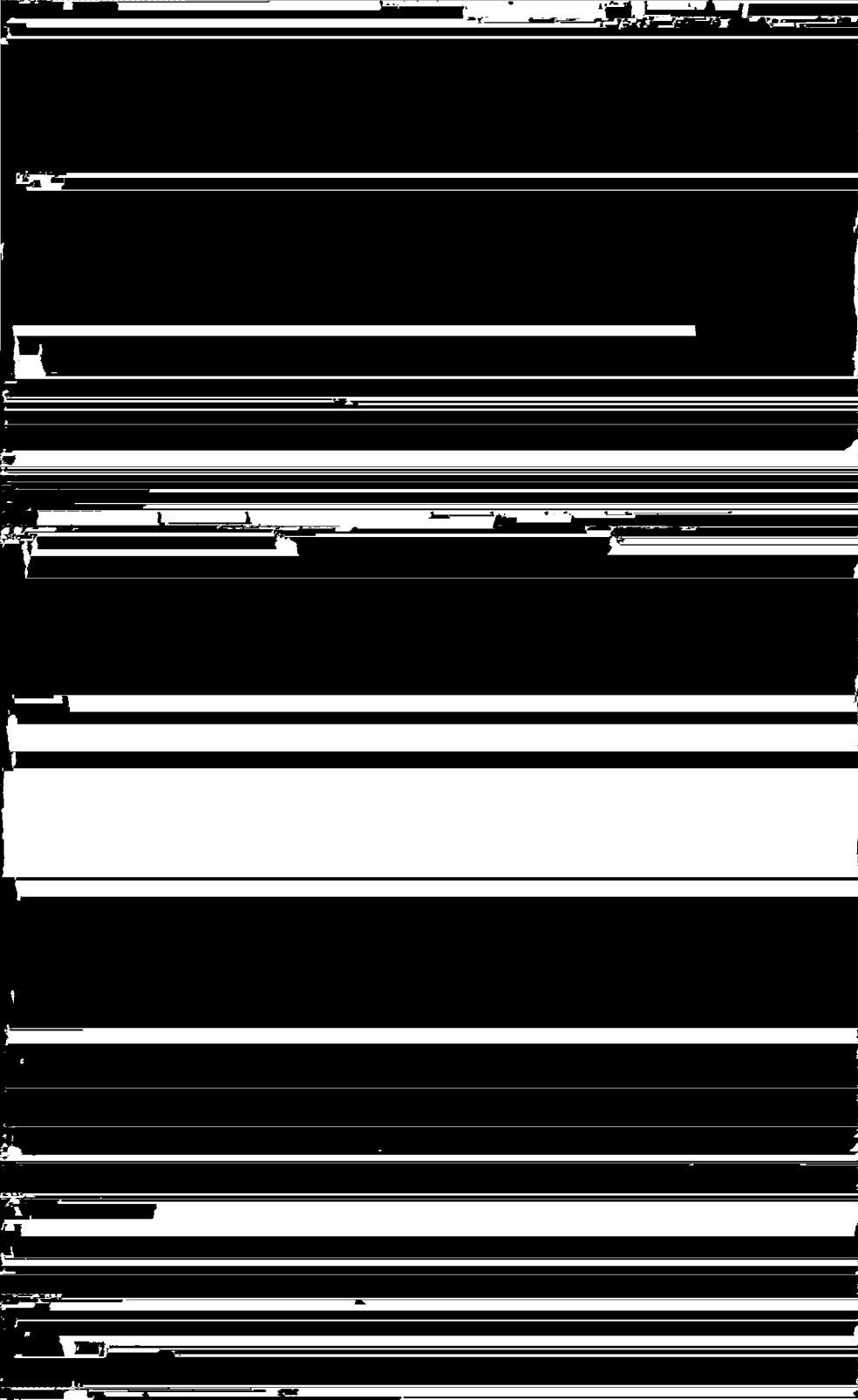












Opwekking van trillingen

In de radio-ontvangsttechniek wordt het opwekken van trillingen toegepast bij superheterodyne ontvangst en in meetinstrumenten. Zooals in hoofdstuk IX reeds werd uiteengezet, berust het principe van de superheterodyne ontvangst op het feit, dat het ontvangen gemoduleerde H.F. signaal uit de antenne en een ongemoduleerd H.F. signaal, dat in het toestel zelf wordt opgewekt, in een buis worden bijeengebracht. In toestellen voor telegrafie-ontvangst worden ook voor andere doeleinden oscillatoren toegepast. Het opwekken van de ongemoduleerde H.F.trillingen geschiedt met behulp van een radiobuis.

§ 1. Het ont dampen door een versterkingsbuis

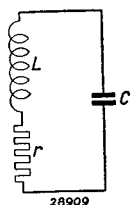
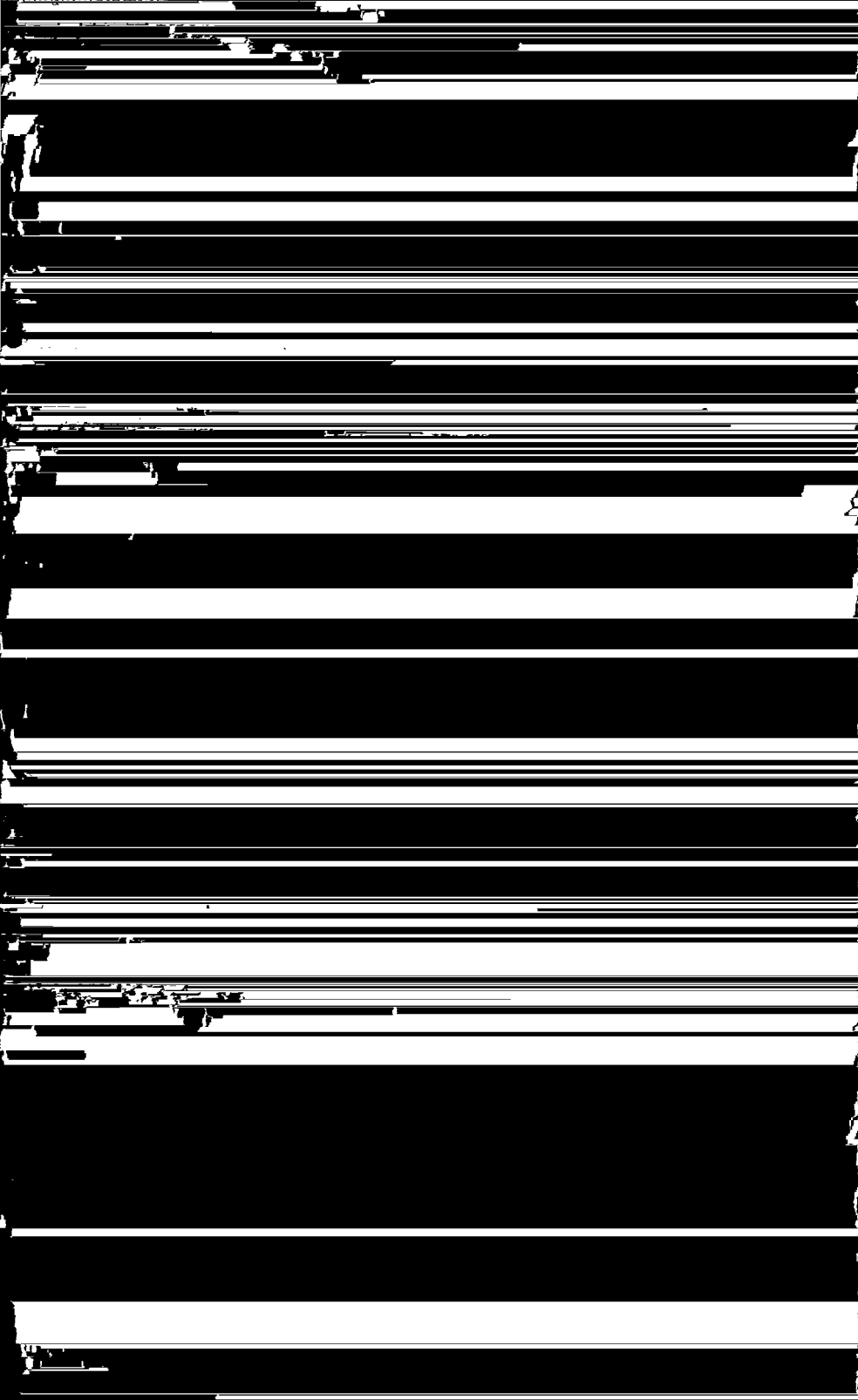


Fig. 226
Oscillator-
kring, be-
staande uit
een spoel met
een zelfinduc-
tie L en een
weerstand r
en uit een
condensator
met een ca-
paciteit C .

Beschouwen we een trillingskring, bestaande uit een condensator C en een spoel, die een zelfinductie L en een ohmschen weerstand r heeft (zie fig. 226), dan zal, indien door een willekeurige oorzaak een trilling met de resonantiefrequentie van den kring ontstaat en de oorzaak van deze trilling plotseling verdwijnt, de trillingsamplitude zeer spoedig tot nul gedaald zijn, daar de wisselstroom, die in den kring rondloopt, door den onvermijdelijken weerstand in de spoel (in fig. 226 door r voorgesteld) in warmte omgezet en er dus vermogen opgenomen wordt. Naarmate de weerstand lager is, des te langer zal het duren, alvorens de trilling heeft opgehouden. Men zegt, dat bij een kleinen weerstand de **damping** gering is. Fig. 227 geeft een voorbeeld van een uittrillende wisselspanning.

Een trillingskring bevat capaciteit, zelfinductie en weerstand. Geeft men den condensator een bepaalde lading en laat men dan den kring aan zichzelf over, dan ontladde de condensator zich over de zelfinductie en den weerstand, waarna de zelfinductie E.M.K. den stroom door de spoel nog onderhoudt, hetgeen veroorzaakt, dat de condensator met de tegenovergestelde polariteit wordt opgeladen. De spanning van tegenovergestelde polariteit tusschen de condensatorplaten is maximaal, wanneer de stroom door de zelfinductie nul is geworden. Op dat oogenblik gaat de condensator zich weer over de zelfinductie en den weerstand ontladen. Zoo ontstaat een trilling, waarvan de amplitude echter, zooals boven reeds werd aangeduid, allengs tot nul





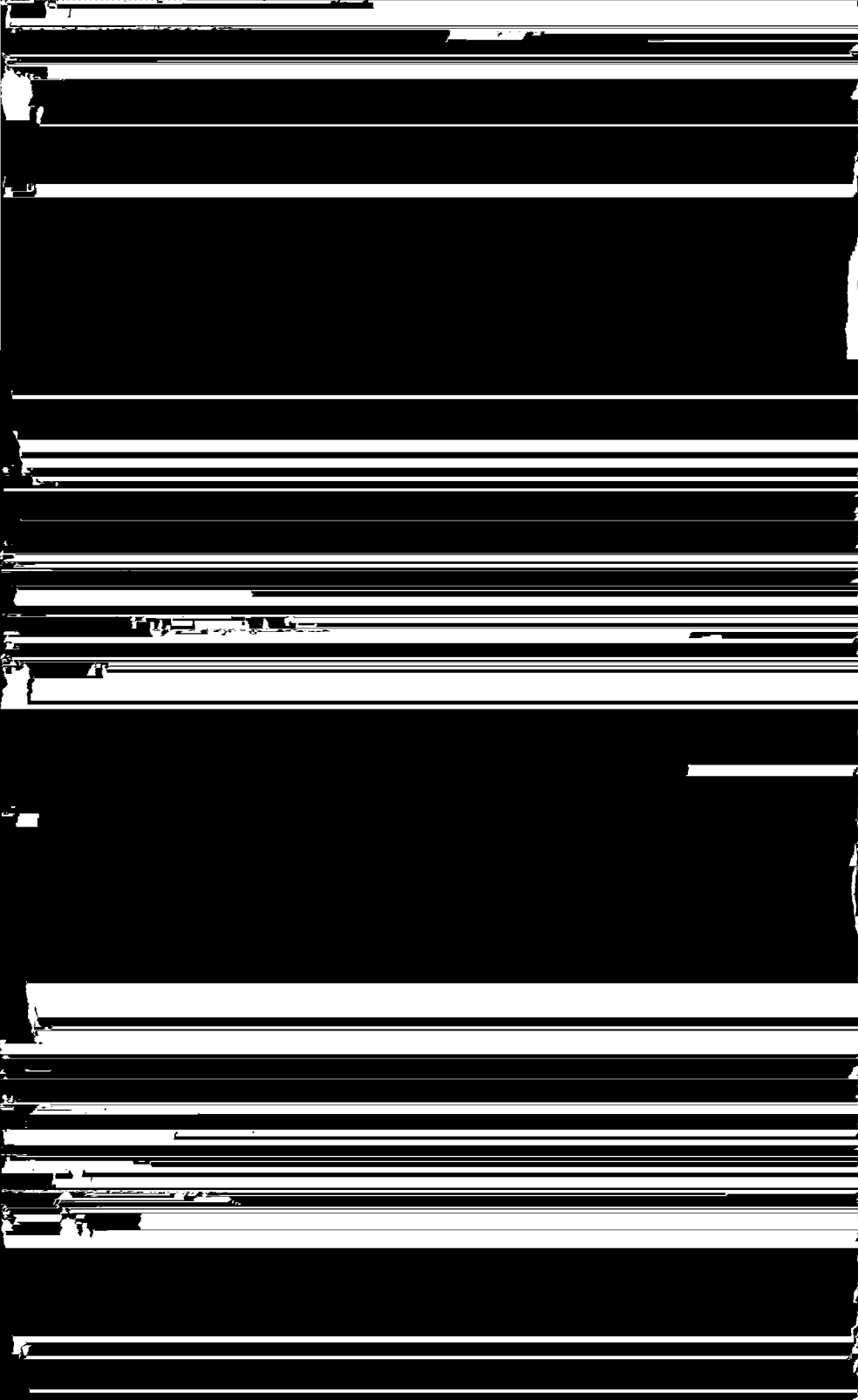
Zoодоende ontstaat een negatieve gelijkspanning aan het rooster, daar meestal de RC-tijd van het weerstand-condensatorelement ten opzichte van den duur van de periode zeer groot is (zie ook hoofdstuk XVII, § 1). Het gedeelte rooster-kathode van de buis werkt dus als gelijkrichter. Fig. 230 stelt nog voor, hoe het rooster zich negatief instelt. Indien men er van uitgaat, dat bij -1 V roosterstroom begint op te treden, zal roosterstroom vloeien zoodra de amplitude in de positieve richting -1 V overschrijdt. De condensator zal van dit oogenblik, t_1 , af negatief worden opgeladen, tot de spanning bij t_2 weer lager wordt en het laden van den condensator ophoudt. Deze ontlaadt zich via den weerstand, tot het laden op het oogenblik t_3 weer begint. Indien men de in het tijdsverloop t_2-t_1 toegevoerde lading Q noemt, is de negatieve spanning V_g'' , die over den lekweerstand ontstaat, gelijk aan $\frac{Q}{t_3-t_1} \times R$. $\frac{Q}{t_3-t_1}$ is de gelijkstroom, die in den lekweerstand van b naar a vloeit.

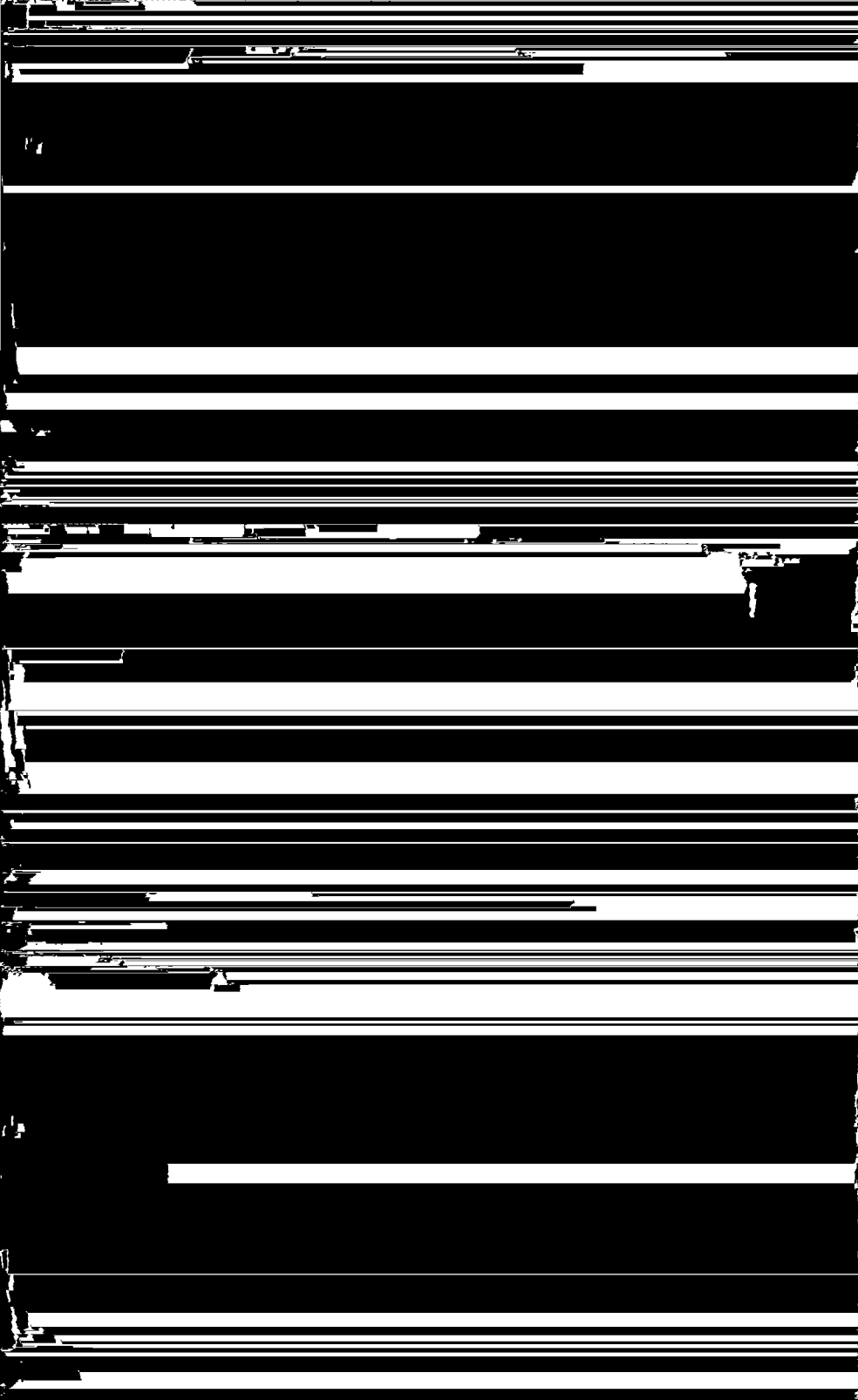
Deze kan worden gemeten, en door vermenigvuldiging met de weerstandswaarde verkrijgt men dan de waarde van de negatieve gelijkspanning. Deze negatieve gelijkspanning is iets lager dan de oscillator-amplitude. Door bepaling van den gelijkstroom kan men de amplitude van de oscillatorspanning echter bij benadering vinden.

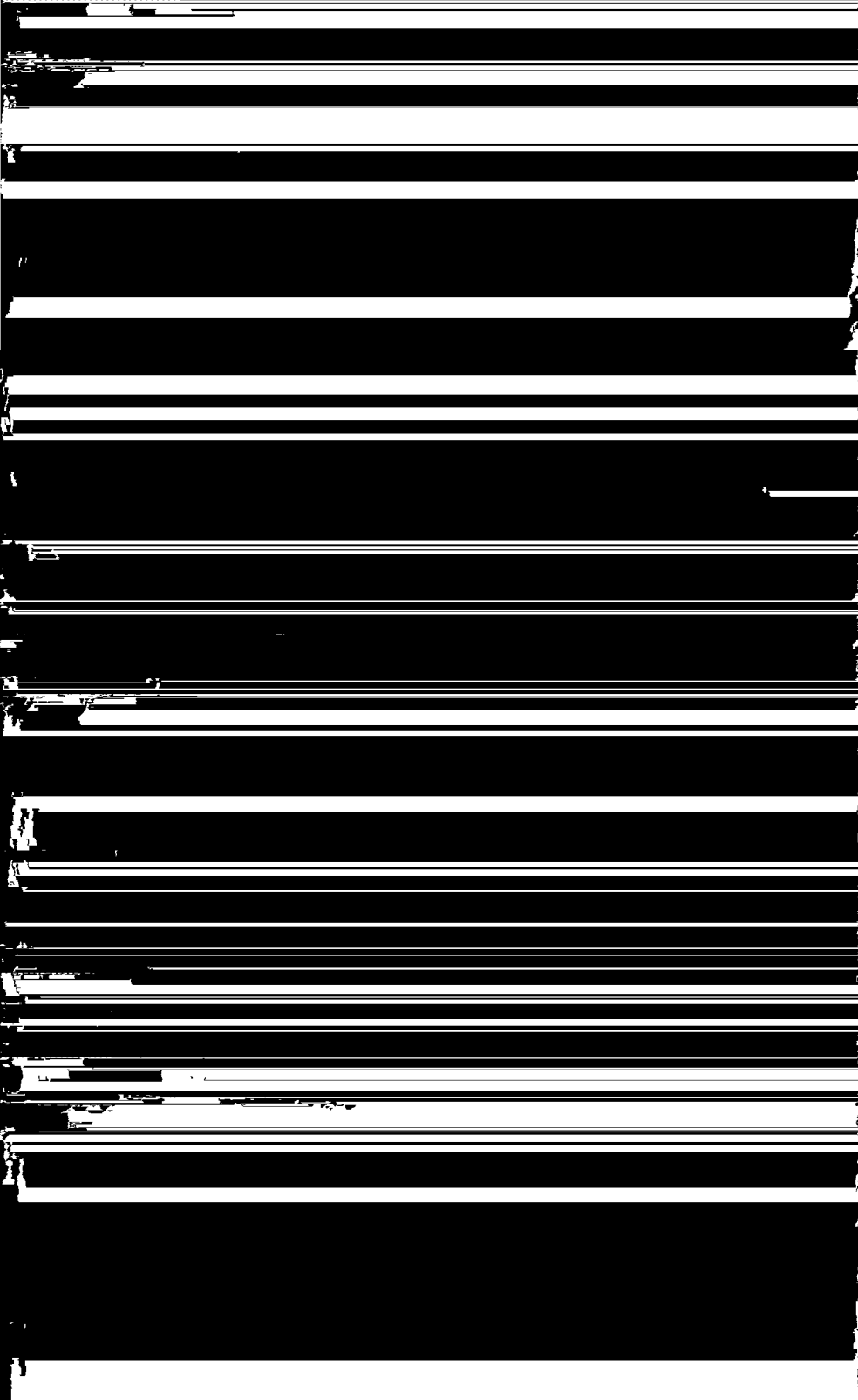
De helling van de I_g/V_g kromme ten opzichte van de horizontale as is natuurlijk van invloed op de grootte van de opgewekte negatieve roosterspanning. Naarmate de helling kleiner is, zal de amplitude verder tot in het positieve roosterspanningsgebied doordringen.

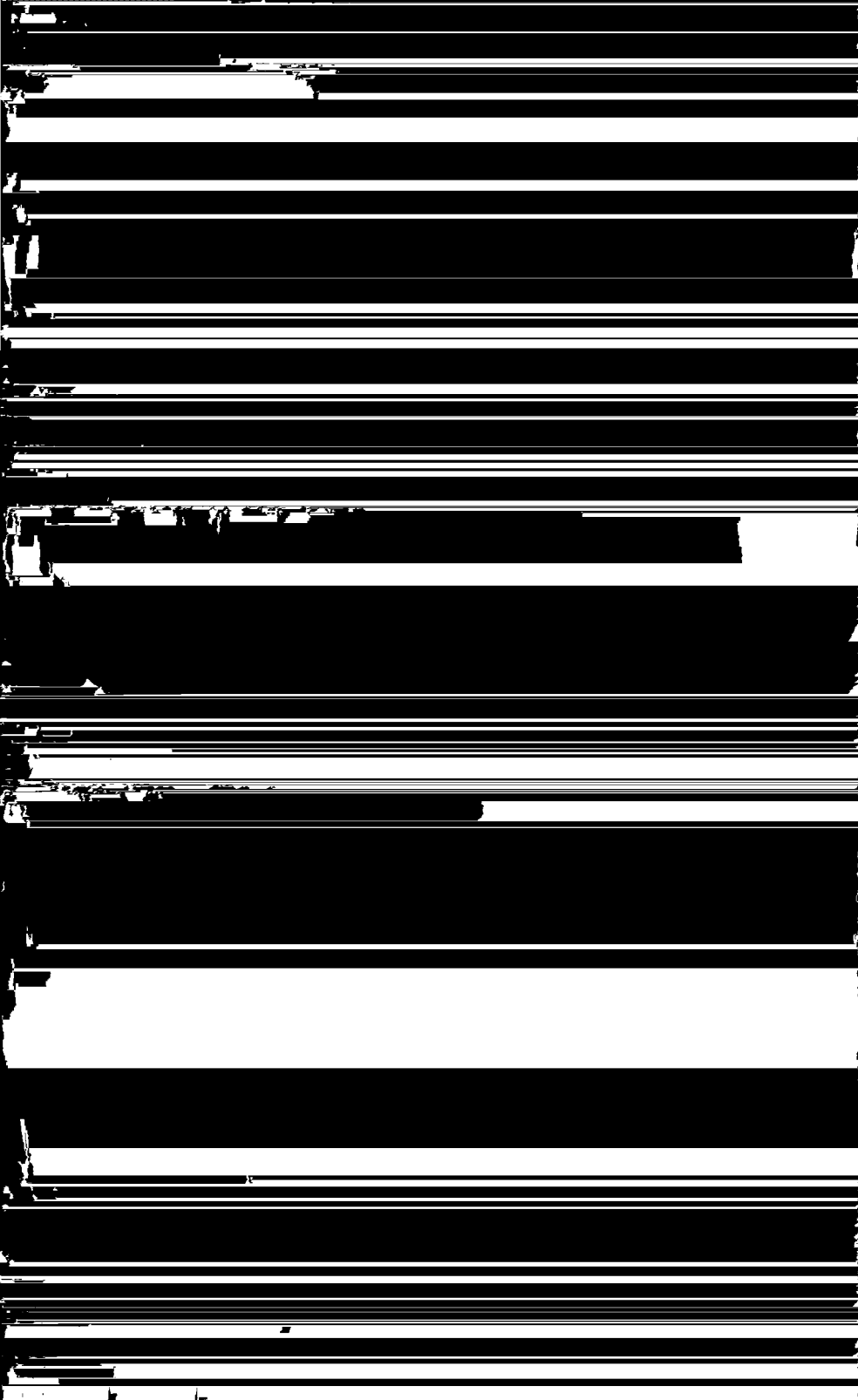
Ten einde de amplitude van de oscillatorspanning nauwkeurig uit de gelijkstroommeting te kunnen bepalen, worden voor oscillatorbuizen voor superheterodyne ontvangtoestellen veelal krommen gepubliceerd, waarin de roosterstroom als functie van de oscillatorspanning bij een bepaalden lekweerstand wordt voorgesteld (zie ook fig. 261).

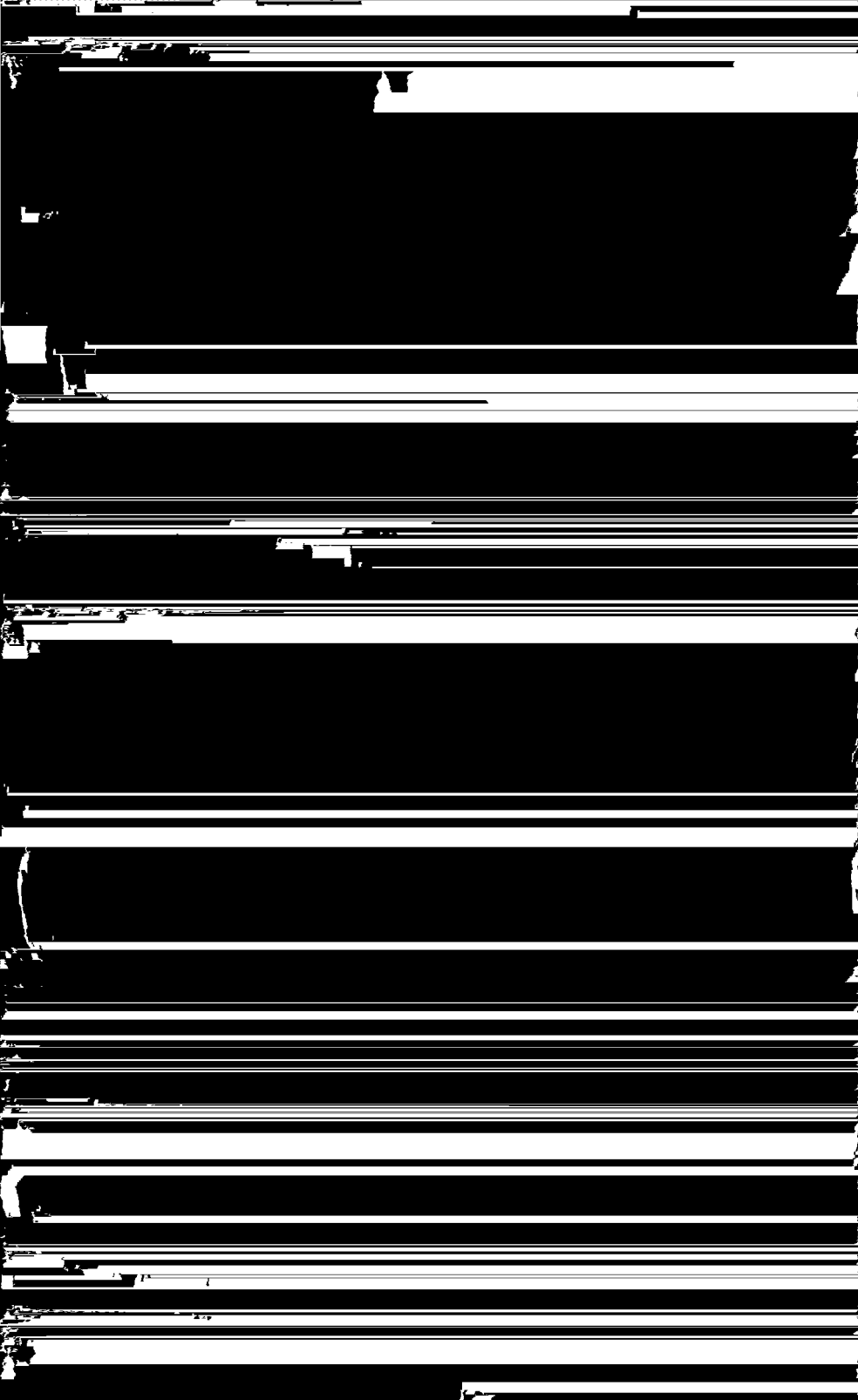
Het voordeel van de automatische roostervoorspanning is, dat de negatieve roosterspanning zich steeds op de bij de wisselspanning behorende waarde instelt. Zou men een vaste voorspanning toepassen, die, om een instelling klasse C te verkrijgen, grooter is dan de roosterspanning, waarbij de anodestroom gelijk is aan nul, dan is de steilheid van de buis voor kleine wisselspanningen aan het rooster gelijk aan nul. Een kleine spanningsstoot aan het rooster is dan niet in staat de buis tot genereeren te brengen. Bij automatische roostervoorspanning daarentegen is de steilheid aan het rooster zonder wisselspanning aan het rooster voldoende groot, en een kleine spanningsstoot brengt de buis aan het oscilleeren, indien de terugkoppeling zoo groot is, dat bij de steilheid voor $V_g = 0$ een spanning in den roosterkring wordt

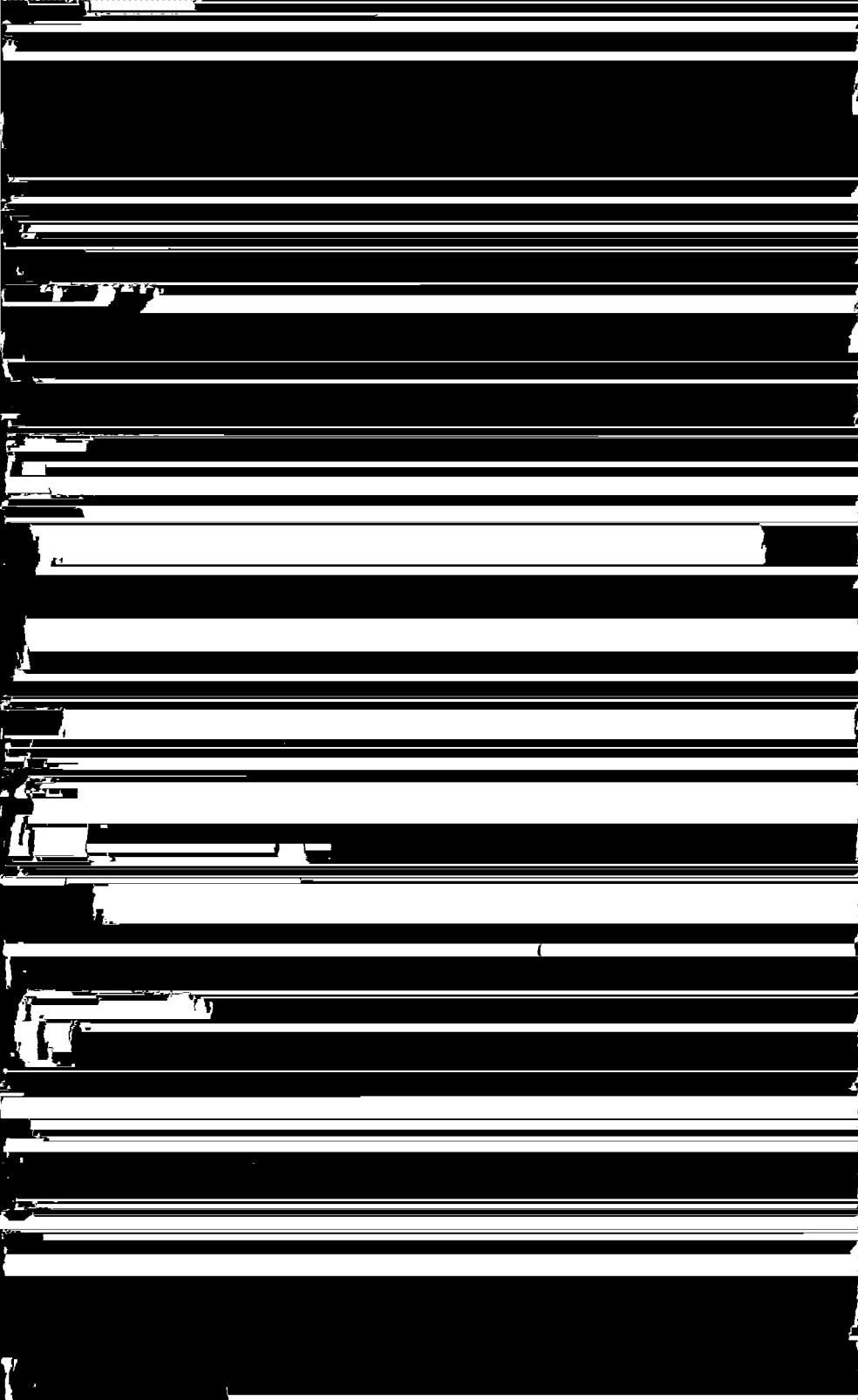












den gemiddelden gelijkstroom \bar{I}_a en het stroomrendement η meten voor verschillende waarden van de roosterwisselspanningsamplitude V_t en deze gegevens in den vorm van krommen opteekenen. Men zal zoodooreen inzicht krijgen in het gedrag van de buis als oscillator. Om het gedrag van verschillende oscillatorbuizen gemakkelijker met elkaar te kunnen vergelijken, is het practischer de verhouding $\frac{S_{eff}}{S_0}$ tus-

schen de effectieve steilheid en de steilheid van de I_a/V_g karakteristiek bij $V_g = 0$, evenals de verhouding $\frac{\bar{I}_a}{I_{a0}}$ tus-

schen den gemiddelden anode-gelijkstroom en de anodestroomwaarde van de I_a/V_g karakteristiek bij $V_g = 0$, als functie van de amplitude V_t van de roosterwisselspanning op te teekenen.

Fig. 237 toont dergelijke krommen voor het triodegedeelte van de buis ECH 3 (triodehexode).

Men ziet uit de kromme voor de effectieve steilheid (S_{eff}/S_0), dat de oscillatorspanning V_t bij benadering omgekeerd evenredig is met de effectieve steilheid (in superheterodyne ontvangtoestellen is juist deze spanning van belang). Wanneer dus in een golflengtegebied de benodigde effectieve steilheid in een verhouding 1 op 3 toeneemt (ten gevolge van de afneming van de impedantie van den trillingskring), zal de oscillatorspanning op ongeveer 1/3 zinken (wanneer V_t grooter blijft dan $1/2 V_{g0}$). Met behulp van de kromme S_{eff}/S_0 als functie van V_t voor een gegeven buis — zoodat S_0 bekend is — kan men bepalen, hoe groot men het product $-tZ$ moet kiezen, daar volgens het bovenstaande:

$$(7) \quad S_{eff} = \frac{1}{-tZ}.$$

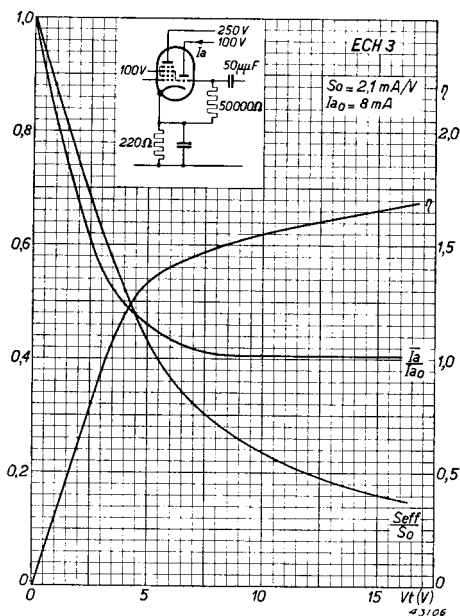
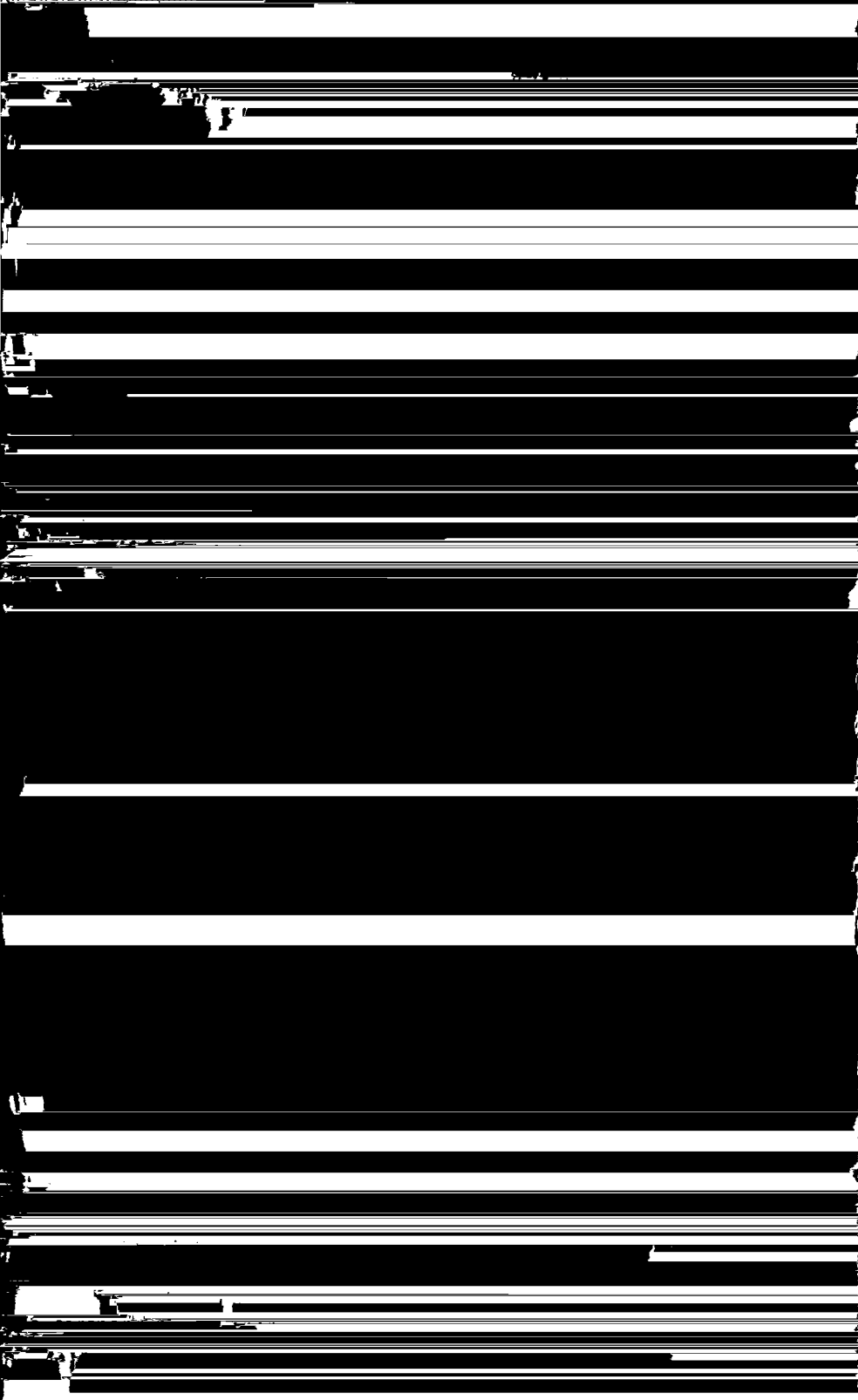
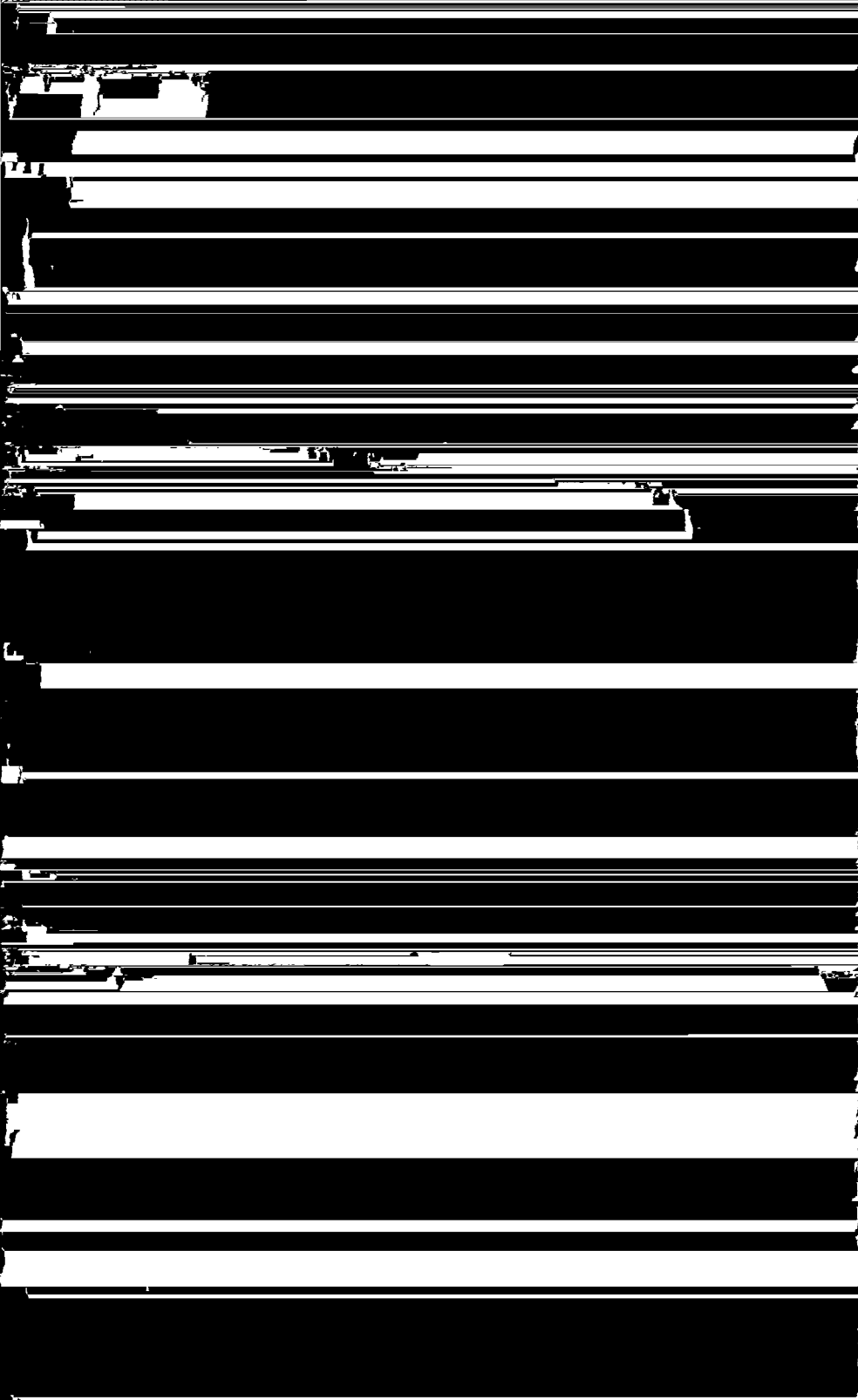


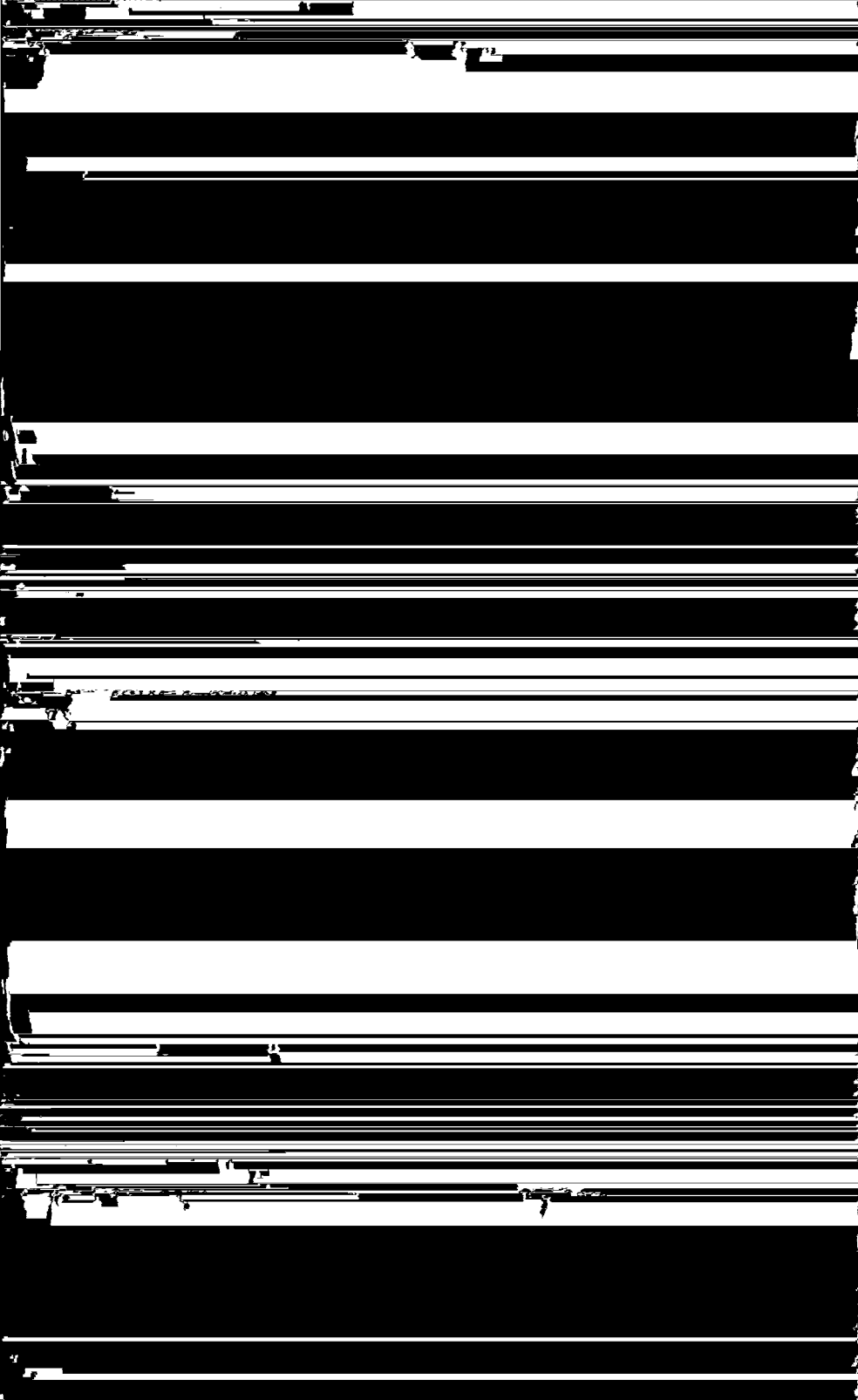
Fig. 237

De verhouding S_{eff}/S_0 tusschen de effectieve steilheid en de steilheid van de I_a/V_g karakteristiek in het punt van deze karakteristiek, waar $V_g = 0$, de verhouding \bar{I}_a/I_{a0} tusschen den gemiddelden anode-gelijkstroom en de anodestroomwaarde van de I_a/V_g karakteristiek, waar $V_g = 0$, en het rendement η (I_i/\bar{I}_a), als functie van de amplitude V_t van de roosterwisselspanning voor het triodegedeelte van de buis ECH3, wanneer automatische roostervoorspanning toegepast wordt met behulp van een lekweerstand van 50 000 Ω en een condensator van 50 μ F.

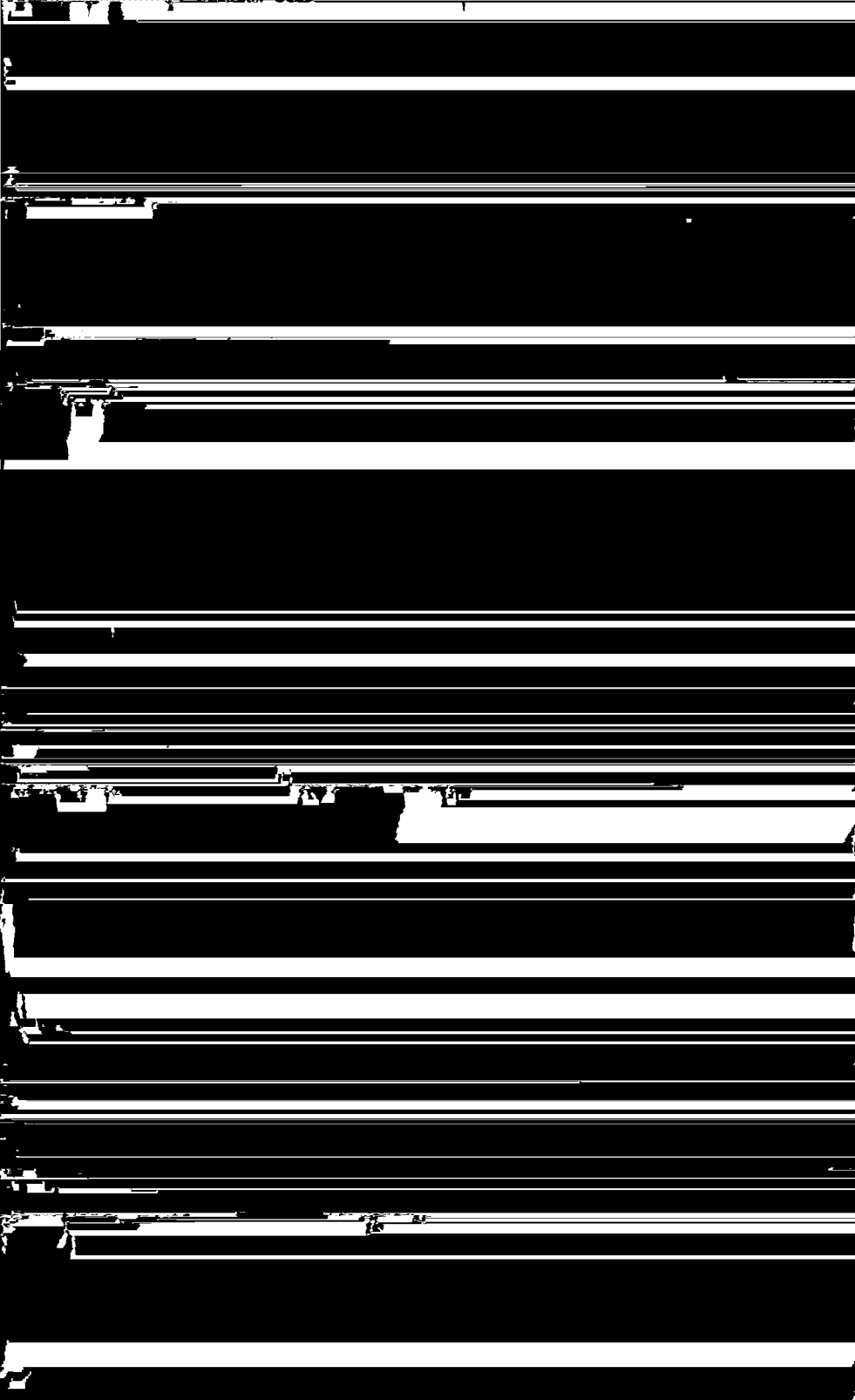








trillingen worden aan een stuurrooster van een mengbuis toegevoerd, en de electronenstroom, die door dit stuurrooster vloeit wordt dus door deze wisselspanning gestuurd (zie hoofdstuk XX). Hierbij wordt het rooster van een oscillatortriode dikwijls galvanisch met een rooster van de mengbuis gekoppeld.

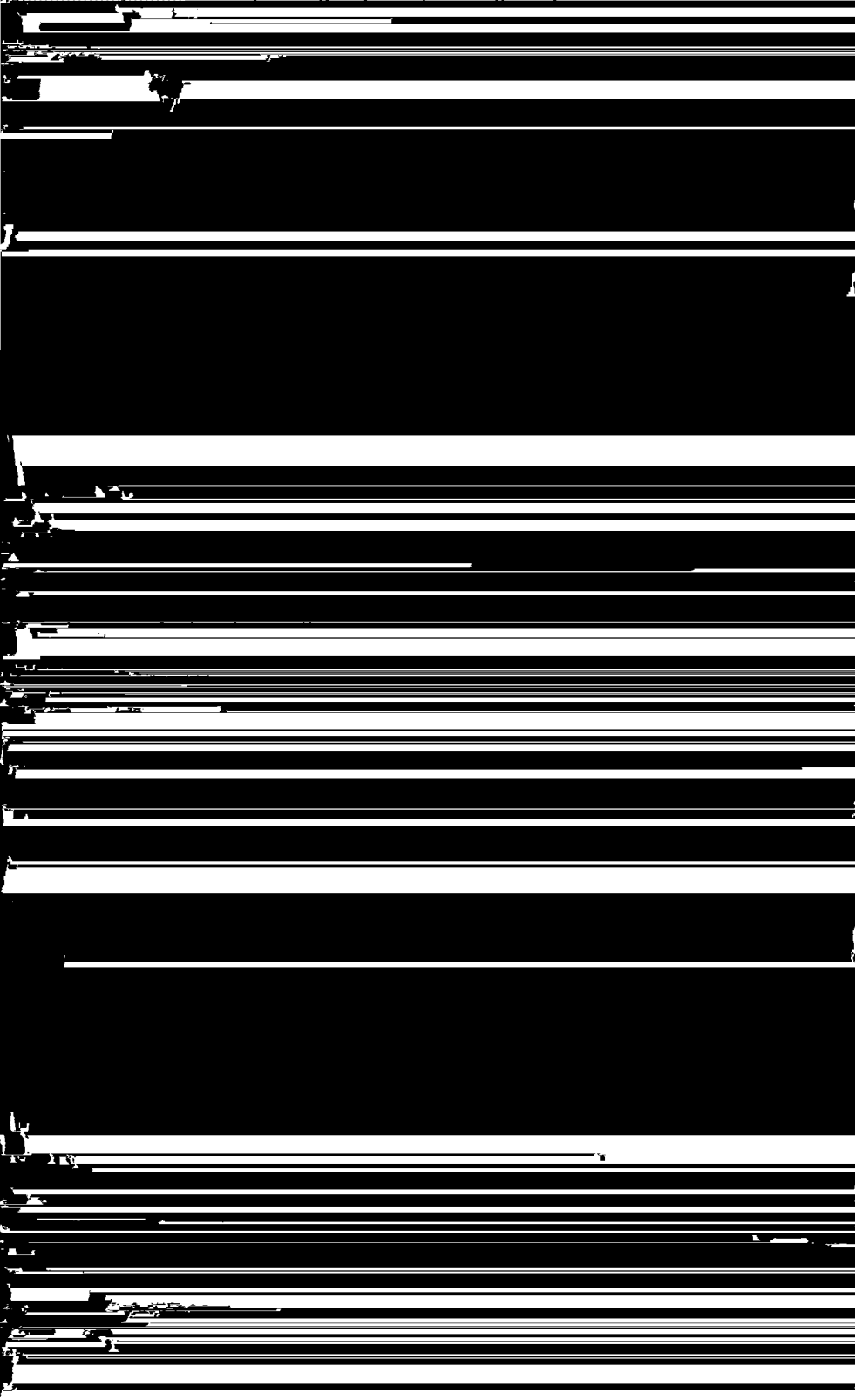


aanmerkelijk van de resonantiefrequentie van den anodetrillingskring en dientengevolge ontstaan hierover geen wisselspanningen met deze frequenties. De frequentie, die in het toestel wordt opgewekt, noemt men doorgaans de **oscillatorfrequentie**. Meestal kiest men deze frequentie een bedrag gelijk aan de middenfrequentie hooger dan de frequentie van het ontvangen signaal, zoodat de oscillatorfrequentie, bij een signaal van 1500 kHz en een middenfrequentie van 400 kHz, 1900 kHz bedraagt. Een buis, waarin ter verkrijging van de middenfrequentie de beide signalen tezamen worden gebracht, noemt men **mengbuis**. Hieronder worden verschillende typen mengbuizen beschreven.

De gegevens en karakteristieken, die voor mengbuizen gepubliceerd worden, moeten aangepast zijn aan de bijzondere eischen, die aan deze buizen worden gesteld. In de eerste plaats is de te bereiken versterking uiteraard van belang. Indien een H.F. signaal aan het rooster ligt, zal, na het mengen met een oscillatorsignaal, een wisselspanning met de middenfrequentie over den M.F. kring in de anodetoevoerleiding ontstaan. De verhouding tusschen de M.F. spanning over den M.F. kring en de H.F. spanning aan het rooster noemt men de **conversieversterking**. De verhouding tusschen den M.F. anodewisselstroom en de H.F. roosterwisselspanning noemt men **conversiesteilheid**. Deze wordt meestal aangegeven door het symbool S_c . De conversiesteilheid hangt af van de amplitude van de oscillatorspanning, zoodat deze steilheid uitsluitend voor een bepaalde oscillatorspanning kan worden opgegeven. De anodegelijkstroom van een mengbuis is eveneens afhankelijk van de oscillatorspanning.

Gaat men uit van een bepaalde oscillatorspanning en gegeven gelijkspanningen op het stuurrooster en de schermroosters, dan heeft de anodespanning op den anodestroom ook een zekeren invloed. Deze invloed is vast te leggen door het quotiënt op te geven van een zeer kleine anodespanningsvariatie en van de kleine anodestroomvariatie, die hiervan het gevolg is. Men noemt dit quotiënt den **inwendigen weerstand** van de mengbuis. Deze inwendige weerstand, waarvoor wij, evenals bij andere buizen, het symbool R_i gebruiken, stelt dus den differentiaalweerstand voor tusschen anode en kathode binnen in de buis, bij gegeven oscillatorspanning en spanningen op de andere electroden. Hij ligt parallel aan den anodetrillingskring en verkleint dus de impedantie hiervan, evenals dit het geval is met den inwendigen weerstand van een H.F. buis, die haar uitwendige anode-impedantie vermindert.

De werking van mengbuizen is, zooals reeds uit Hoofdstuk XV volgt, dat de steilheid van het rooster van de buis, waarop het hoogfrequent-signaal staat, in het rythme van de oscillatorfrequentie schommelt.



Uit deze vergelijking volgt, dat de conversiesteilheid gelijk is aan de halve amplitude van de grondgolf van de steilheid als functie van den tijd, waarbij deze steilheidsvariatie met den tijd een gevolg is van de oscillatorspanning op een der roosters van de buis. Het zal duidelijk zijn, dat de amplitude S_1 van de grondgolf van de kromme — steilheid als functie van den tijd — afhankelijk is van de amplitude van de oscillatorspanning, evenals van de negatieve voorspanning op het rooster, waaraan de oscillatorspanning wordt toegevoerd.

In fig. 245 wordt het geval voorgesteld van een rechte steilheidskarakteristiek, waarbij de negatieve roostervoorspanning V_g' en de amplitude van de oscillatorspanning $V_{osc(top)}$ zoodanig zijn gekozen, dat de steilheid steeds grooter dan nul blijft. In dit geval verloopt de steilheid als functie van den tijd sinusvormig en de conversiesteilheid is dus eenvoudig gelijk aan de helft van de amplitude S_{top} van deze kromme.

Blijft bij veranderlijke amplitude van de oscillatorspanning de toestand steeds zoodanig, dat de steilheid gedurende de geheele wisselspanningsperiode grooter is dan nul, dan is het duidelijk, dat de amplitude S_{top} evenredig is met de amplitude van de oscillatorwisselspanning. In dit geval is dus de betrekking tusschen de oscillatorspanning en de conversiesteilheid al zeer eenvoudig.

Bij praktische mengbuizen is de steilheidskromme $S = f(V_g)$ echter geen rechte lijn (we hebben het hier steeds over de steilheid van het rooster, waaraan de H.F. spanning toegevoerd wordt); ook wordt hier niet aan de voorwaarde voldaan, dat de roostervoorspanning zoodanig is, dat de steilheid gedurende de geheele wisselspanningsperiode grooter is dan nul. De steilheidskromme (steilheid als functie van den tijd), die ontstaat door een sinusvormige oscillatorwisselspanning, is dan sterk vervormd (zie fig. 250); de betrekking tusschen de amplitude van de grondgolf van de steil-

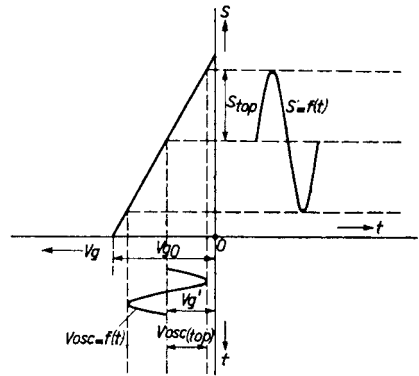


Fig. 245

Links boven: Rechte steilheidskarakteristiek (steilheid als functie van de roosterspanning) van het rooster van een buis, waaraan de oscillatorspanning wordt toegevoerd.

Links beneden: Oscillatorwisselspanning als functie van den tijd. De amplitude $V_{osc(top)}$ hiervan is kleiner dan de helft van de negatieve roosterspanning, waarbij de steilheid S gelijk is aan nul. De negatieve roostervoorspanning is zóó gekozen, dat de steilheid gedurende de geheele roosterwisselspanningsperiode grooter is dan nul.

Rechts boven: De steilheid als functie van den tijd.

heidskromme en de oscillatorspanning is in dat geval niet meer eenvoudig. Dit is temeer zoo, waar in de meeste gevallen de negatieve voorspanning automatisch door een weerstand-condensatorkoppeling van de oscillatorspanningsamplitude afhankelijk is. Bij kleine amplituden van de oscillatorspanning is, bij automatische voorspanning, de automatisch opgewekte negatieve voorspanning aan het door de oscillatorspanning gestuurde rooster nog zoo gering, dat de steilheid gedurende de geheele wisselspanningsperiode grooter is dan nul. Bij deze spanningen neemt dus de amplitude van de grondgolf van de kromme — steilheid als functie van den tijd — nagenoeg lineair met de oscillatoramplitude toe. Dit is het geval tot aan amplituden, waarbij de negatieve roostergelijkspanning zoo groot wordt, dat de steilheid niet meer gedurende de geheele wisselspanningsperiode grooter is dan nul. De kromme, die de conversiesteilheid als functie van de oscillatoramplitude aangeeft, buigt dan naar beneden af en vertoont een zeker maximum. Fig. 246 toont een dergelijke kromme, $S_c = f(V_{osc})$, voor de triode-heptode ECH 4. Deze kromme vertoont duidelijk het bovenbeschreven verloop; de conversiesteilheid bereikt haar maximum bij een effectieve oscillatorspanning van ongeveer 8 V. Fig. 246 geeft tevens den inwendigen anodeweerstand R_i als functie van de oscillatorspanning. Nu is het bekend, dat de oscillatorspanning in een golflengtegebied van den ontvanger door allerlei omstandigheden sterk varieert. Dit zou ten gevolge kunnen hebben, dat de conversiesteilheid in een golflengtegebied niet constant blijft en de gevoeligheid van den ontvanger niet bij alle golflengten dezelfde is. Daar dit als ongewenscht beschouwd wordt, is het een gelukkige omstandigheid, dat de conversiesteilheidskromme in een vrij groot gebied van oscillatorspanningswaarden een vlak verloop vertoont. In fig. 246 verandert de conver-

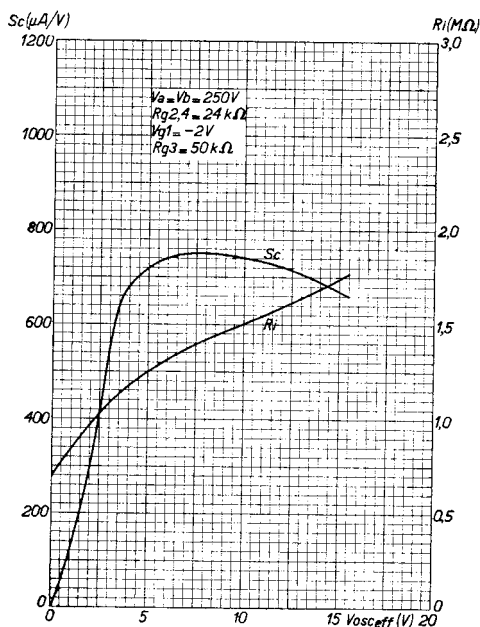
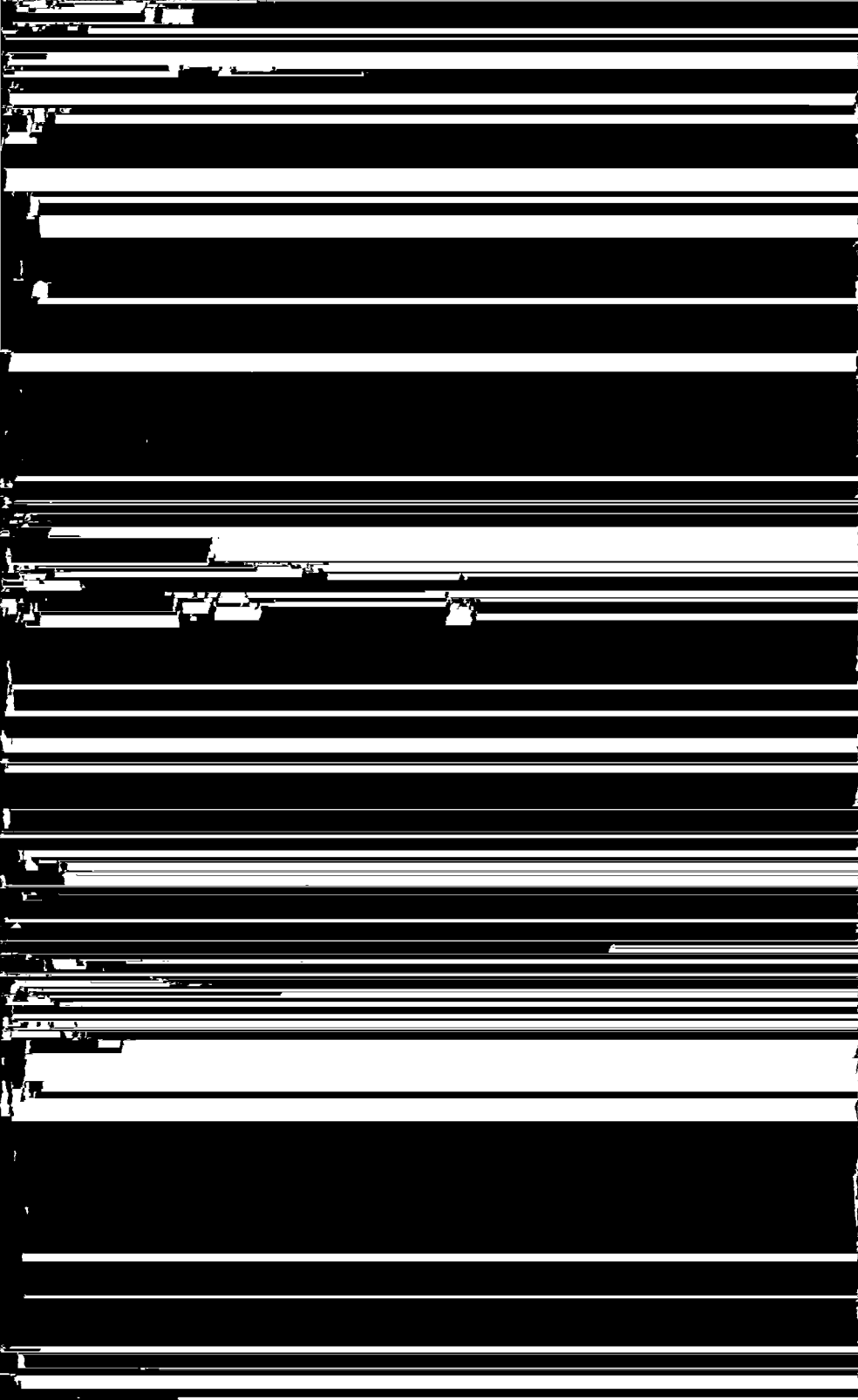
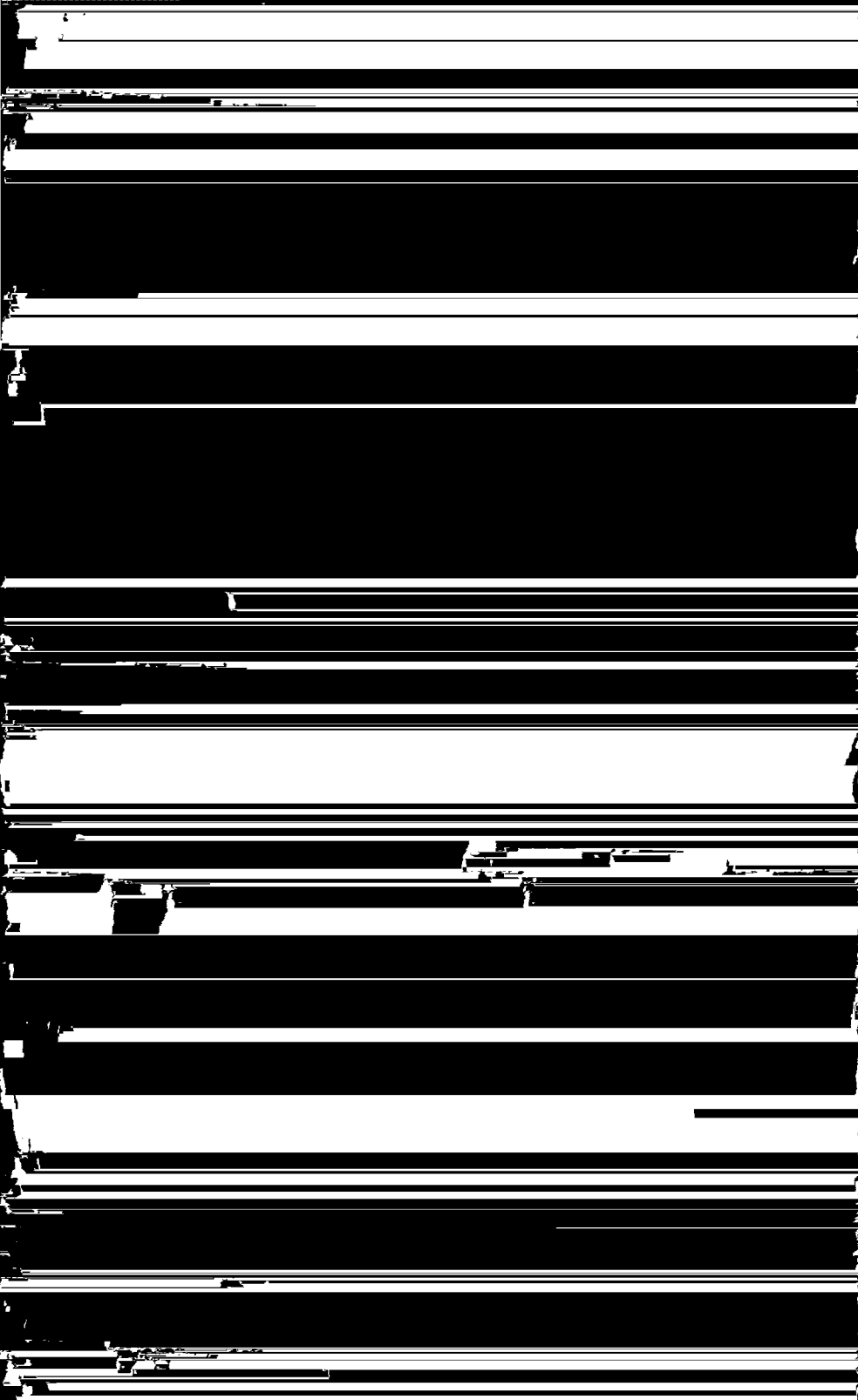


Fig. 246

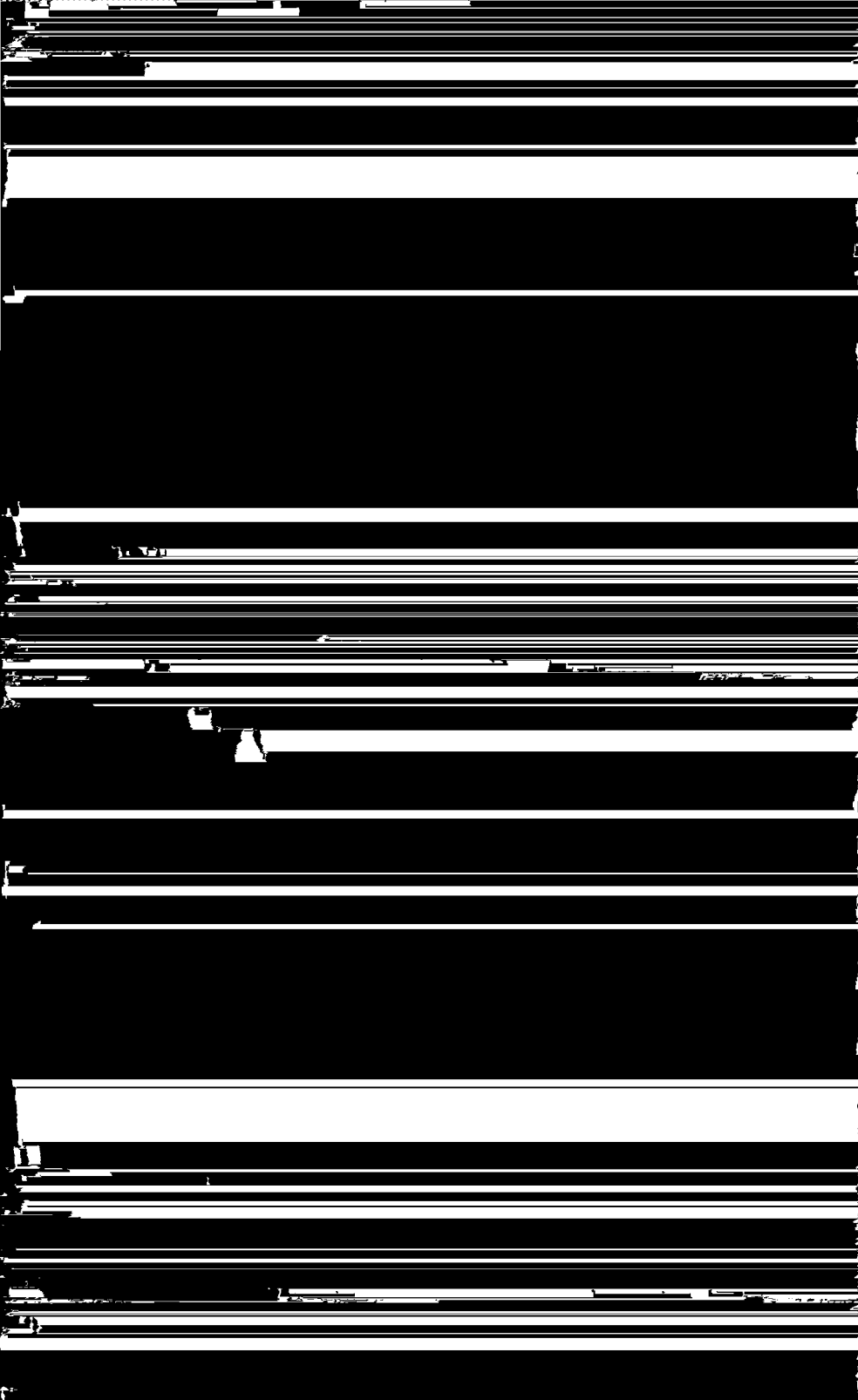
Krommen, waardoor de afhankelijkheid van de conversiesteilheid S_c en den inwendigen weerstand R_i van de oscillatorspanning V_{osc} voor de buis ECH 4 wordt weergegeven.











Rechts in fig. 250 is het verloop van de steilheid als functie van den tijd uitgezet. Deze tijdskromme blijkt niet sinusvormig te zijn. Het is echter mogelijk, de grondgolf van deze kromme langs grafischen weg te bepalen en hieruit de waarde van de conversiesteilheid te vinden. Deze is volgens § 1 gelijk aan de helft van de amplitude van de grondgolf van de steilheidskromme als functie van den tijd. Indien men deze constructie voor verschillende oscillatorspanningen en de daarbij behorende negatieve roosterspanningen uitvoert, kan men de betrekking tusschen de conversiesteilheid en de oscillatorspanning vinden. Doorgaans wordt deze betrekking door meting bepaald en in den vorm van een kromme gepubliceerd (zie fig. 246).

De anodeglijkstroom hangt af van de oscillatorspanning aan het derde rooster. Fig. 251 geeft den anodestroom van dezelfde heptode als functie van de spanning aan het derde rooster, bij een gegeven negatieve spanning aan het eerste rooster. Uit deze figuur blijkt duidelijk, dat de anodeglijkstroom bij een kleine roosterwisselspanning grooter is dan bij een groote wisselspanning. De stroompieken van de stroomtijdskromme worden smaller, naarmate de wisselspanning aan het rooster toeneemt, en hierdoor daalt ook de anodeglijkstroom. De conversiesteilheid neemt hierbij tegelijkertijd toe, tot een zeker maximum is bereikt.

Deze figuur geldt bij toepassing van automatische negatieve roosterspanning met behulp van een lekweerstand. Indien een vaste negatieve roosterspanning wordt aangelegd, moet deze een zoodanige waarde hebben, dat de anodestroom bij afwezigheid van een oscillatorspanning vrijwel gelijk

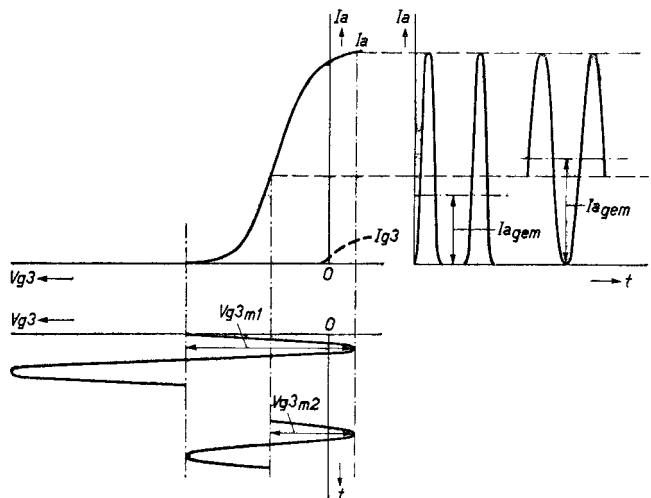
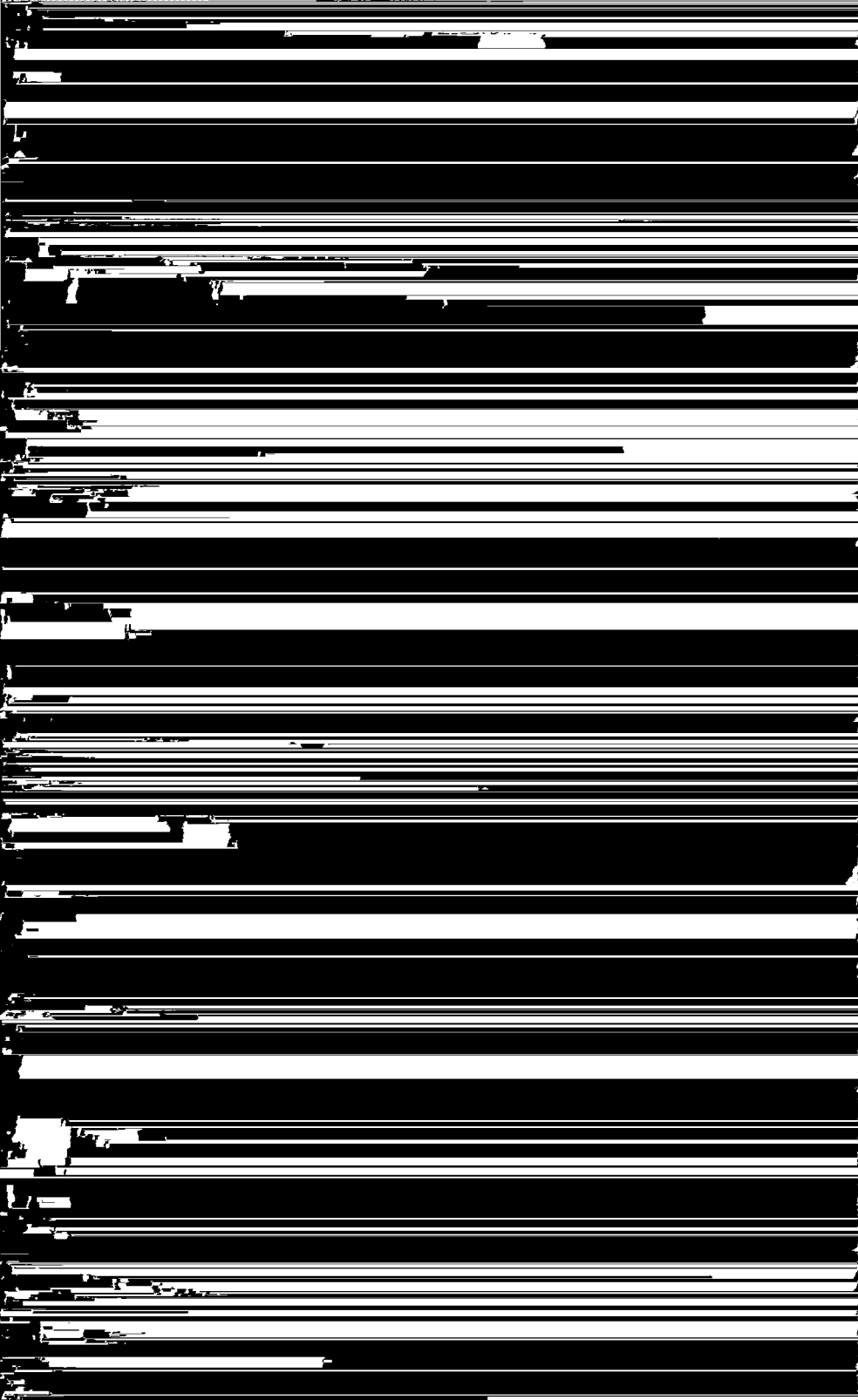
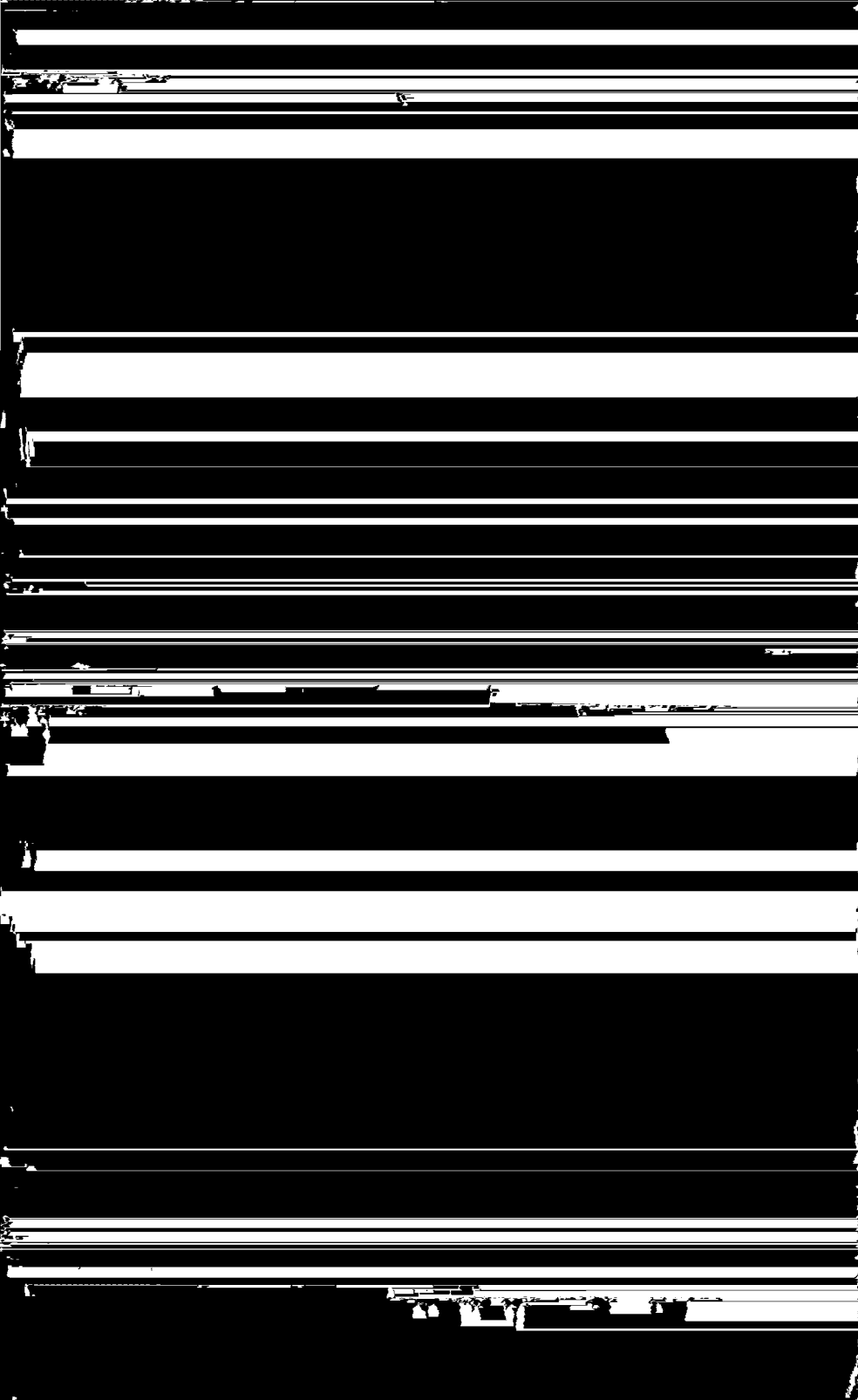


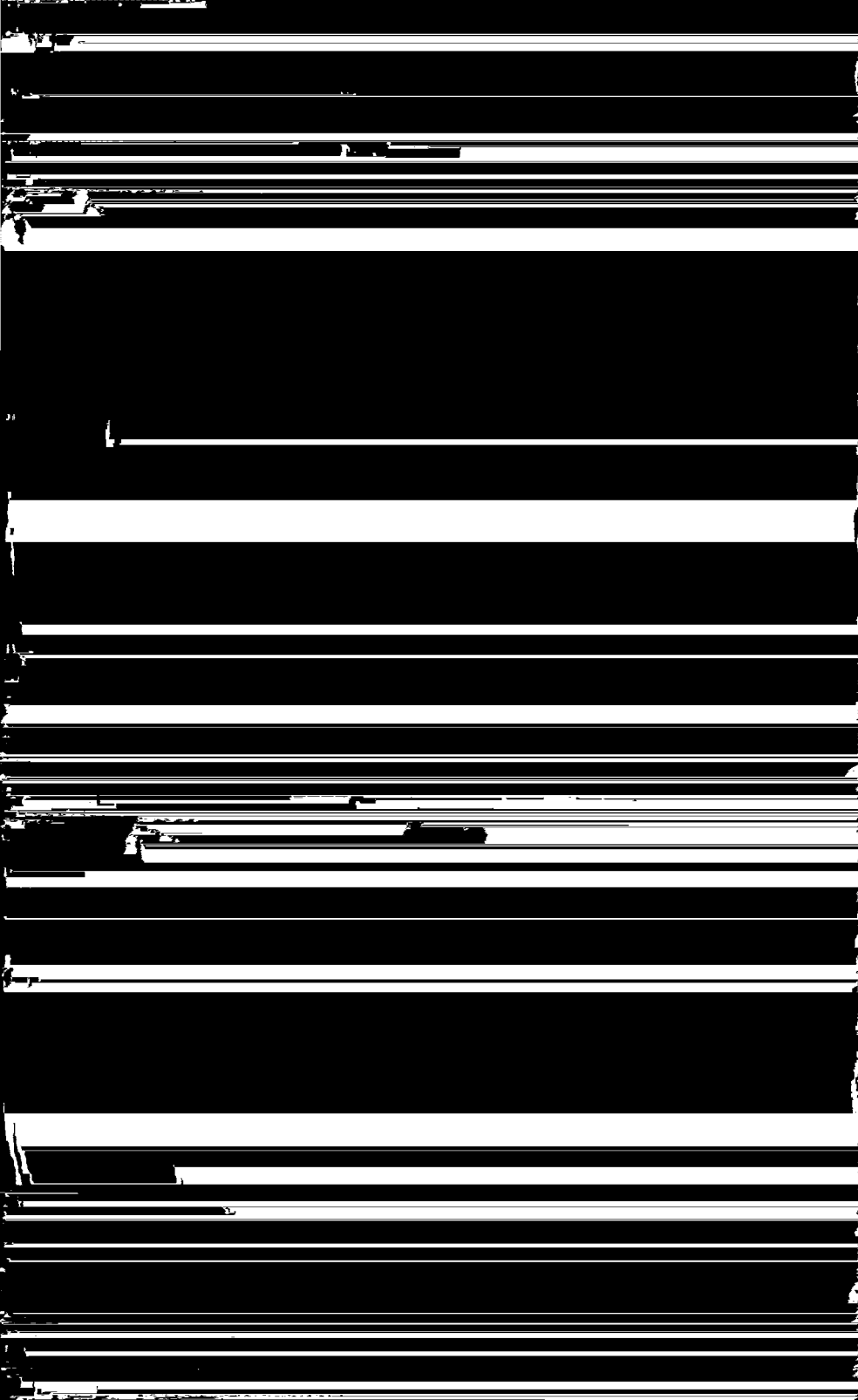
Fig. 251

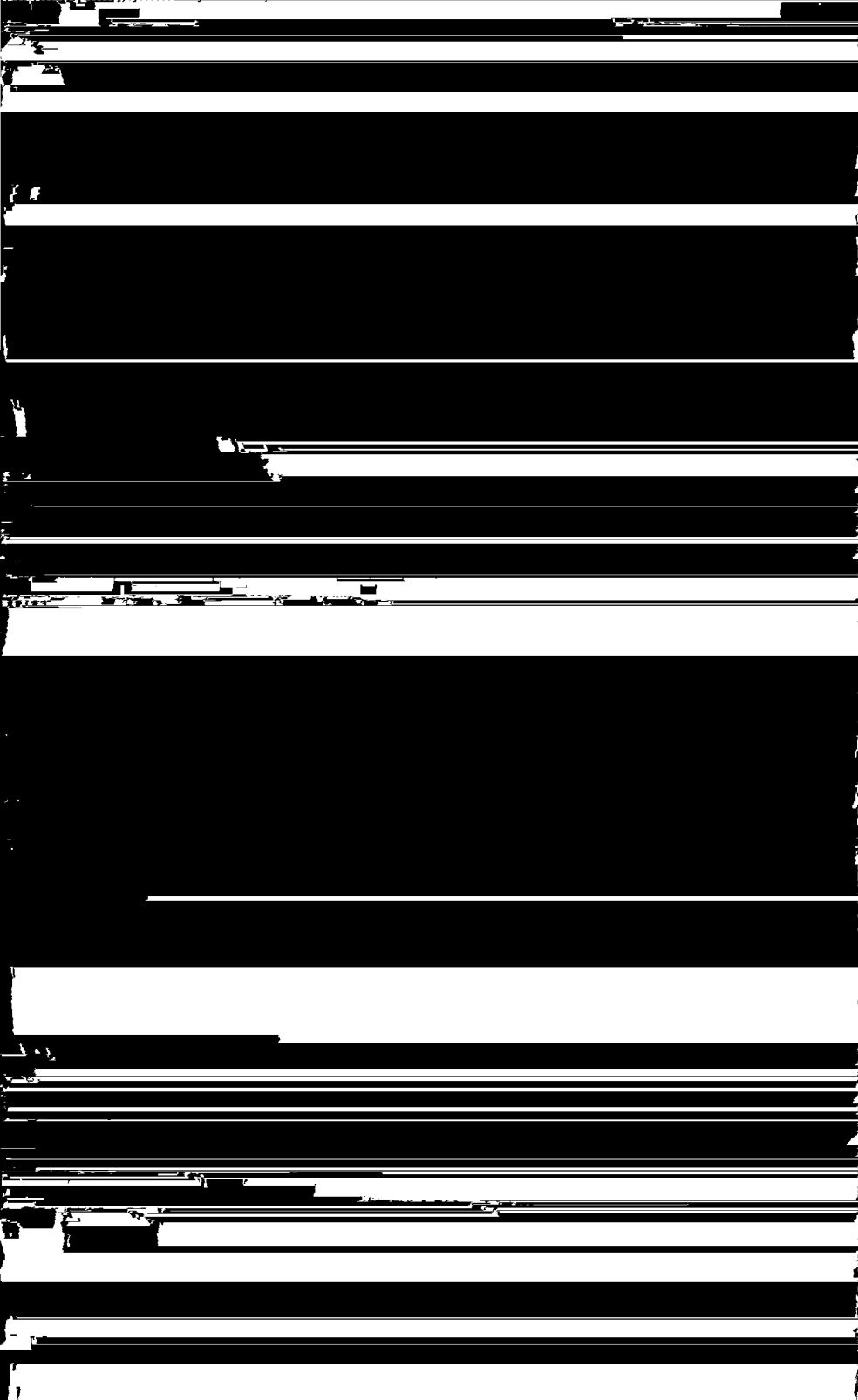
Anodestroom van de heptode van fig. 250 als functie van de spanning aan het derde rooster, bij een bepaalde vaste negatieve spanning aan het eerste rooster. Rechts wordt de anodestroom als functie van den tijd gegeven, indien aan het derde rooster een groote en een kleine sinusvormige wisselspanning met de overeenkomende voorspanningen liggen.

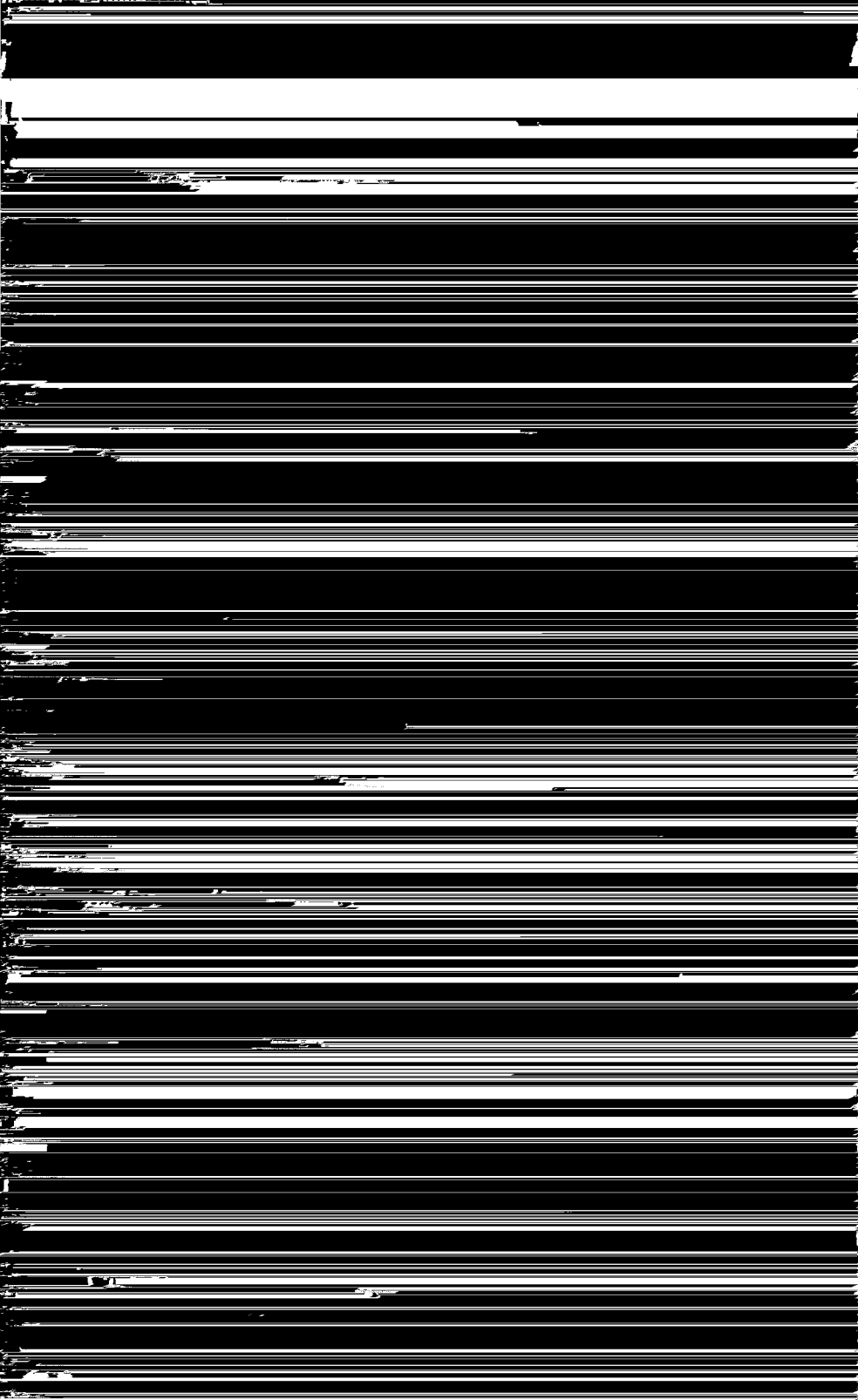


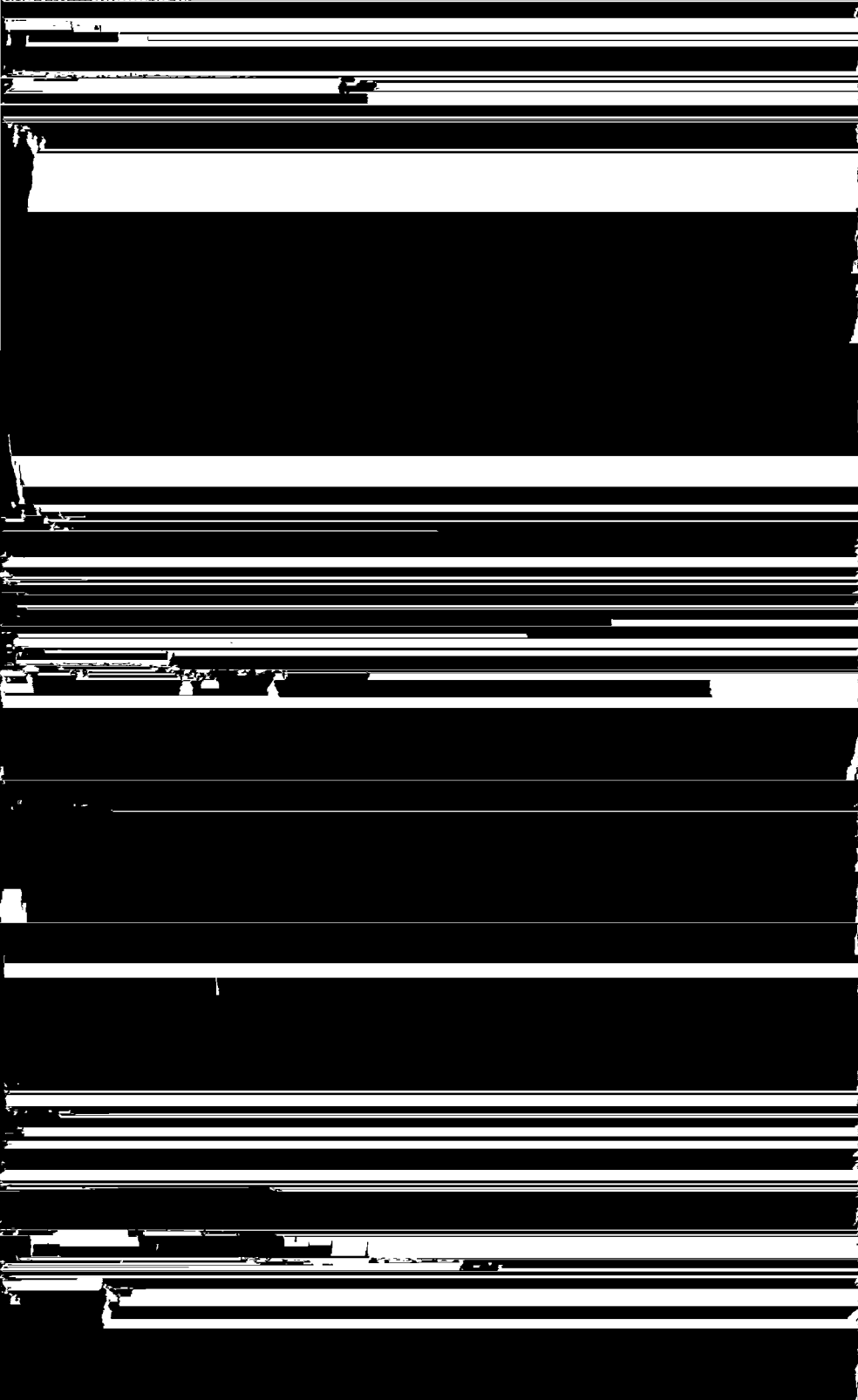






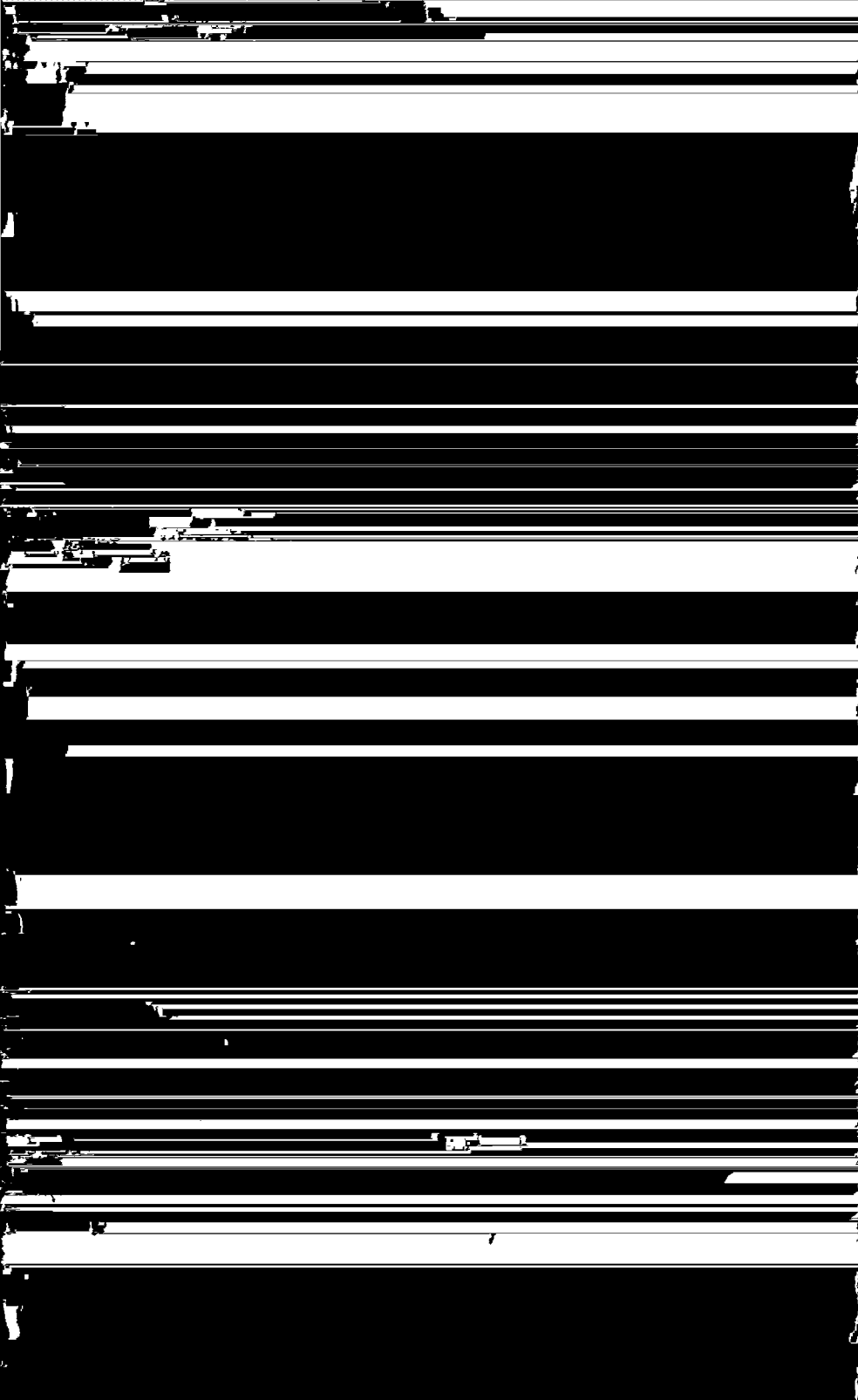


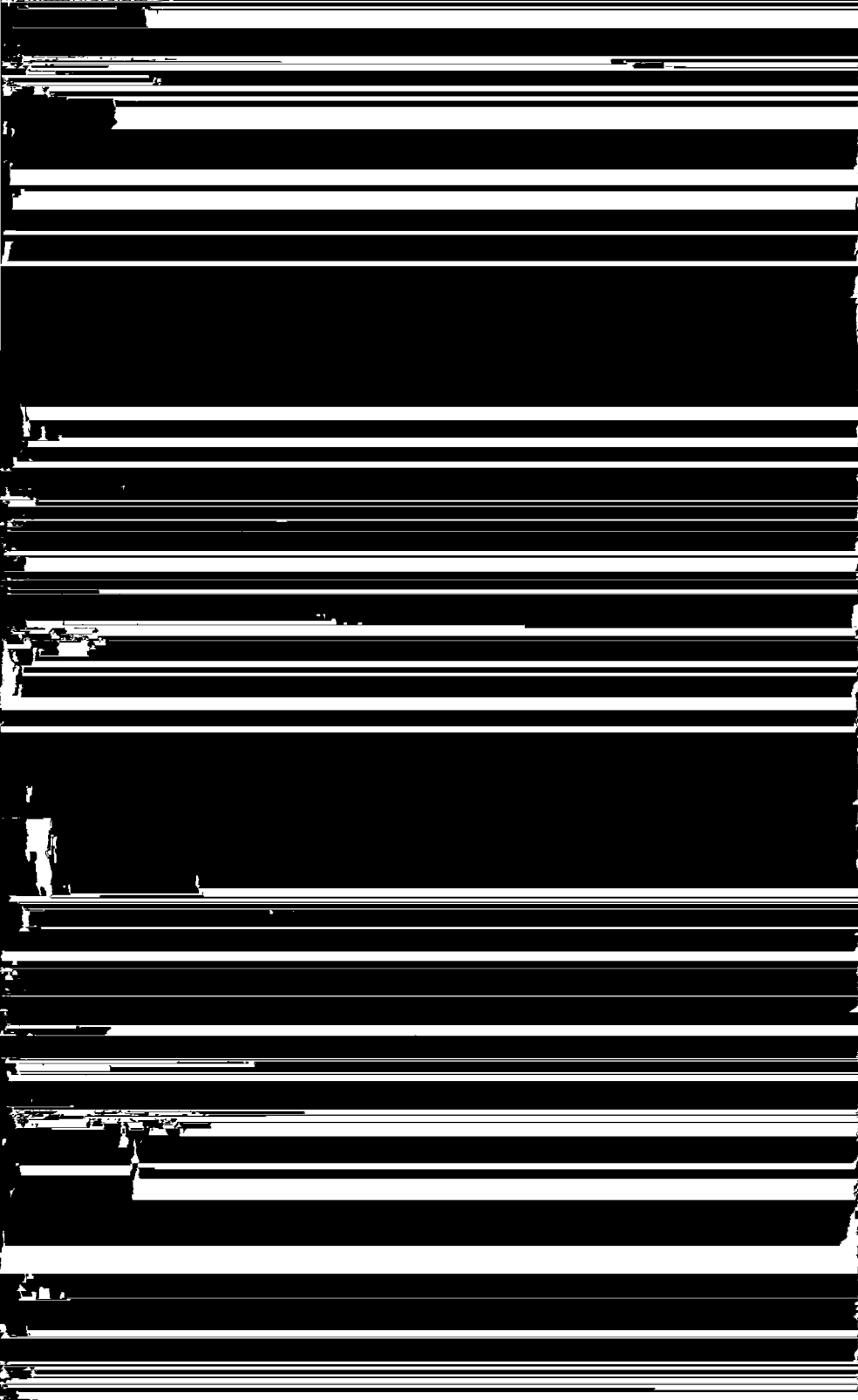


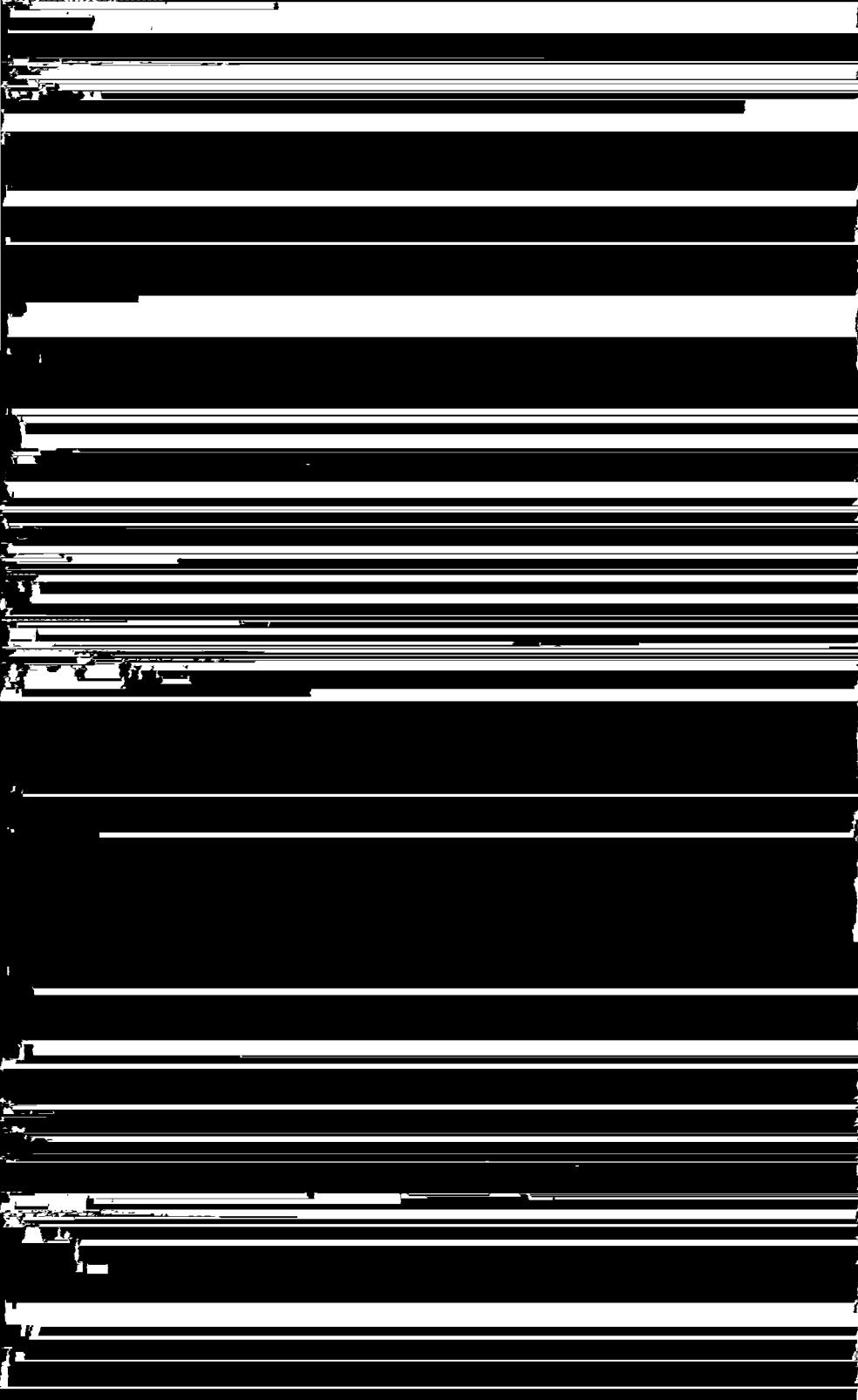


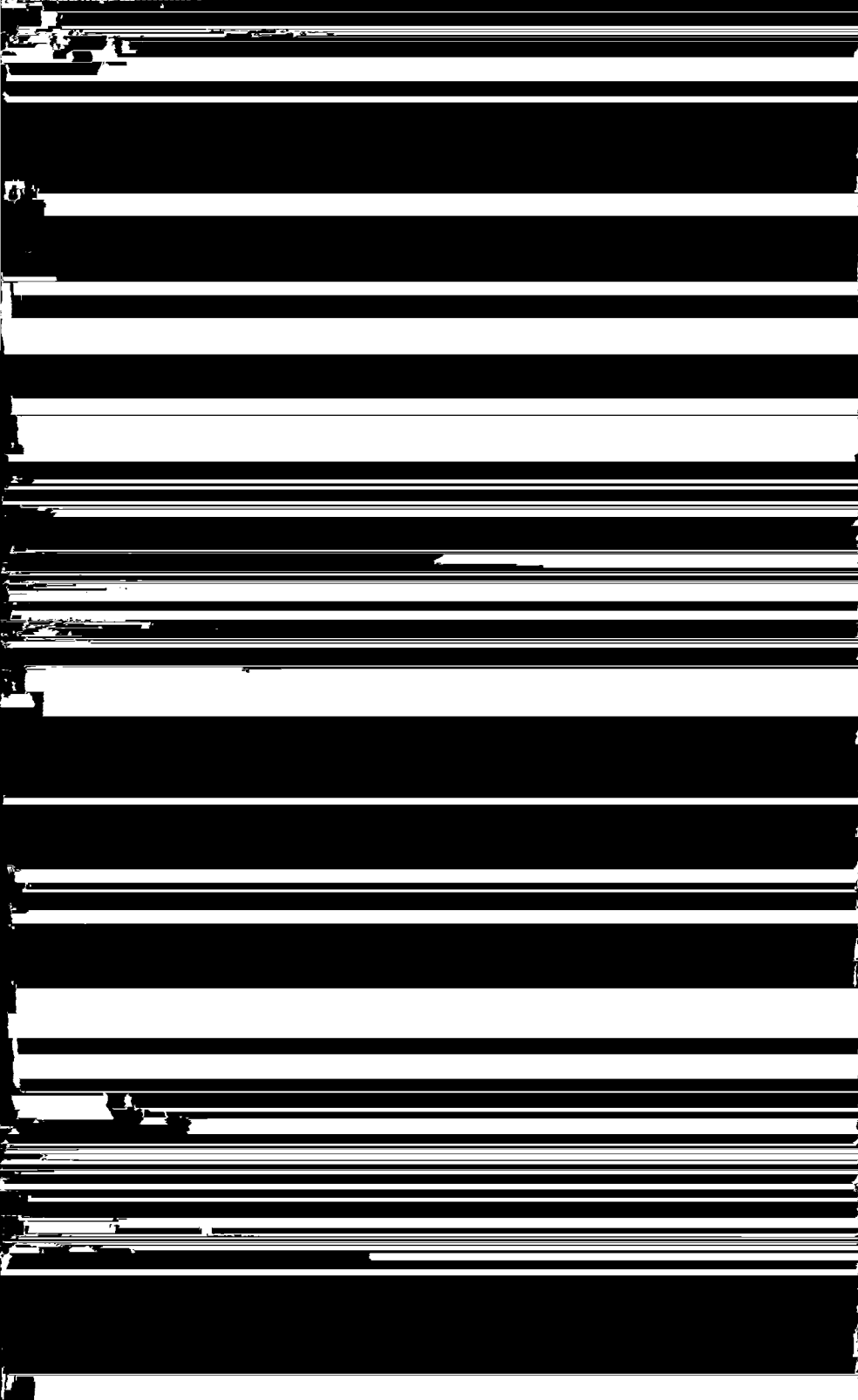




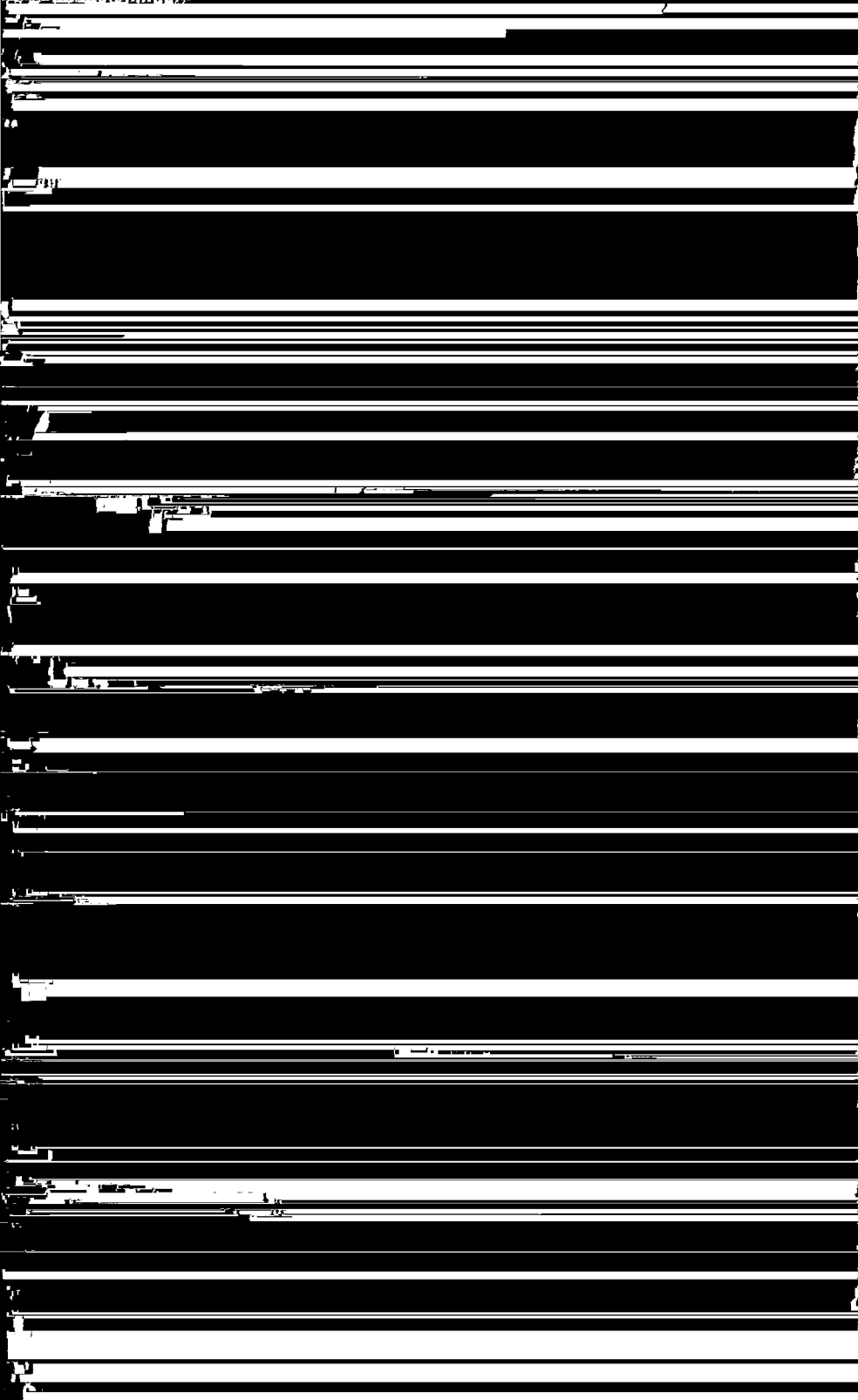


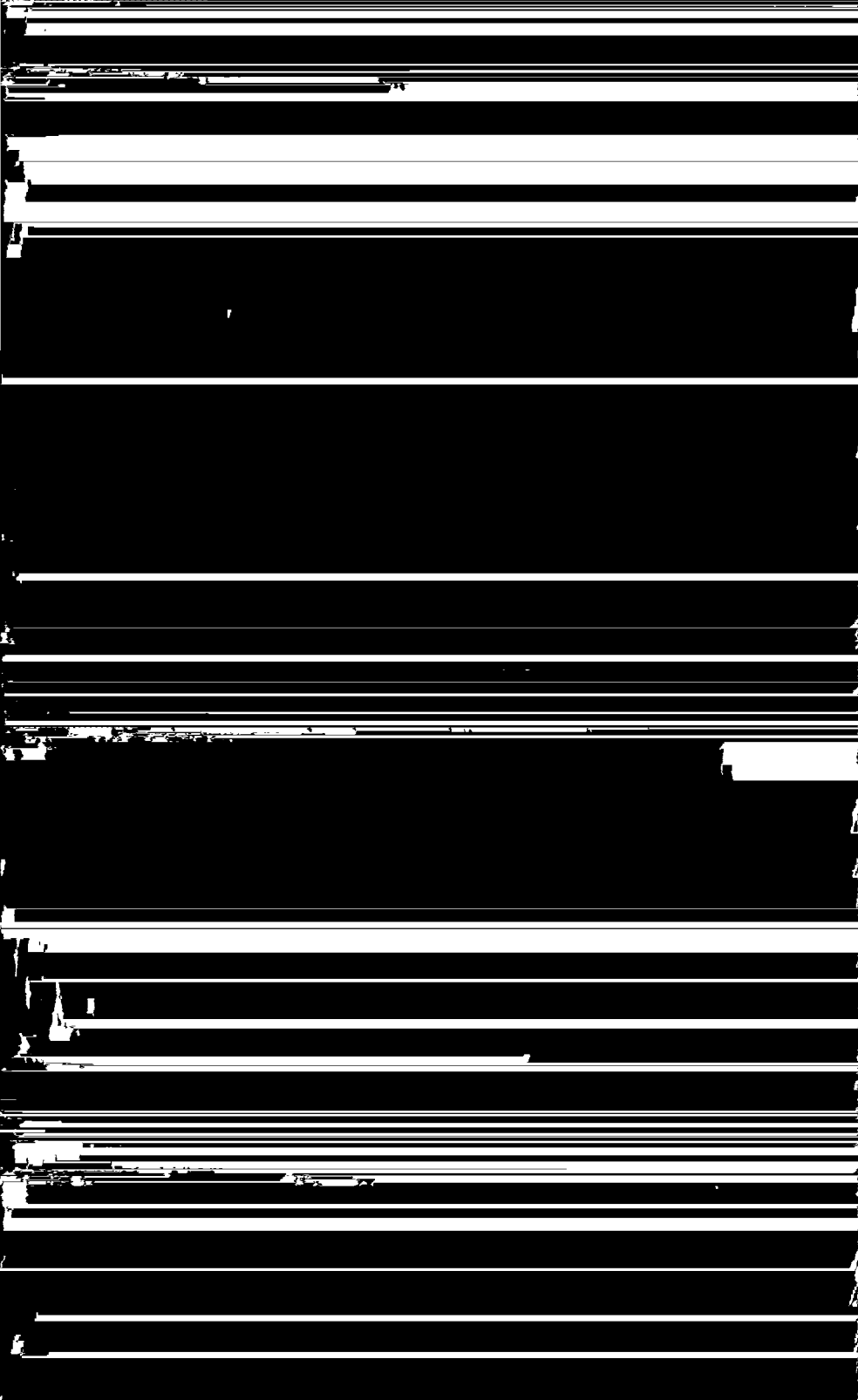


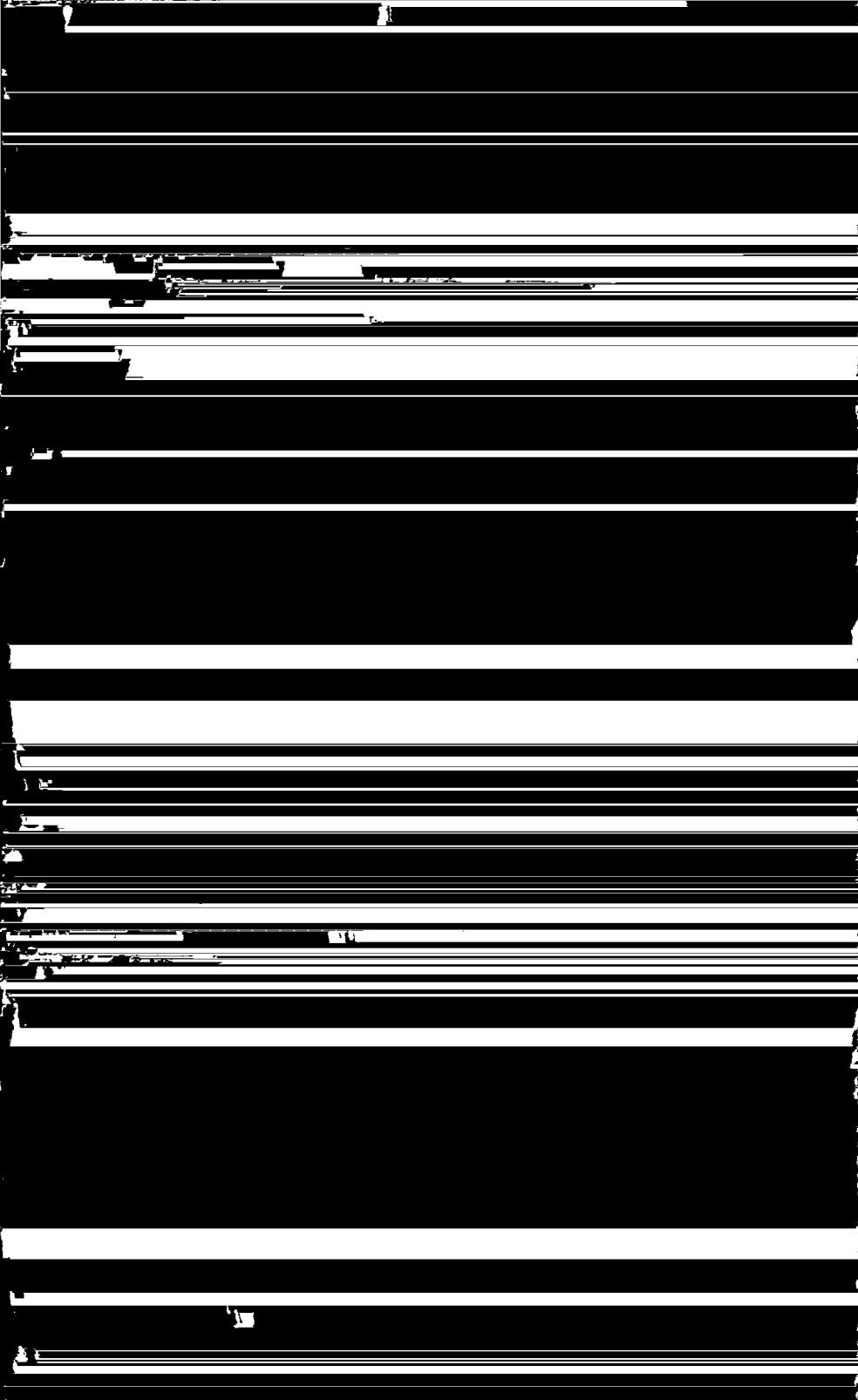


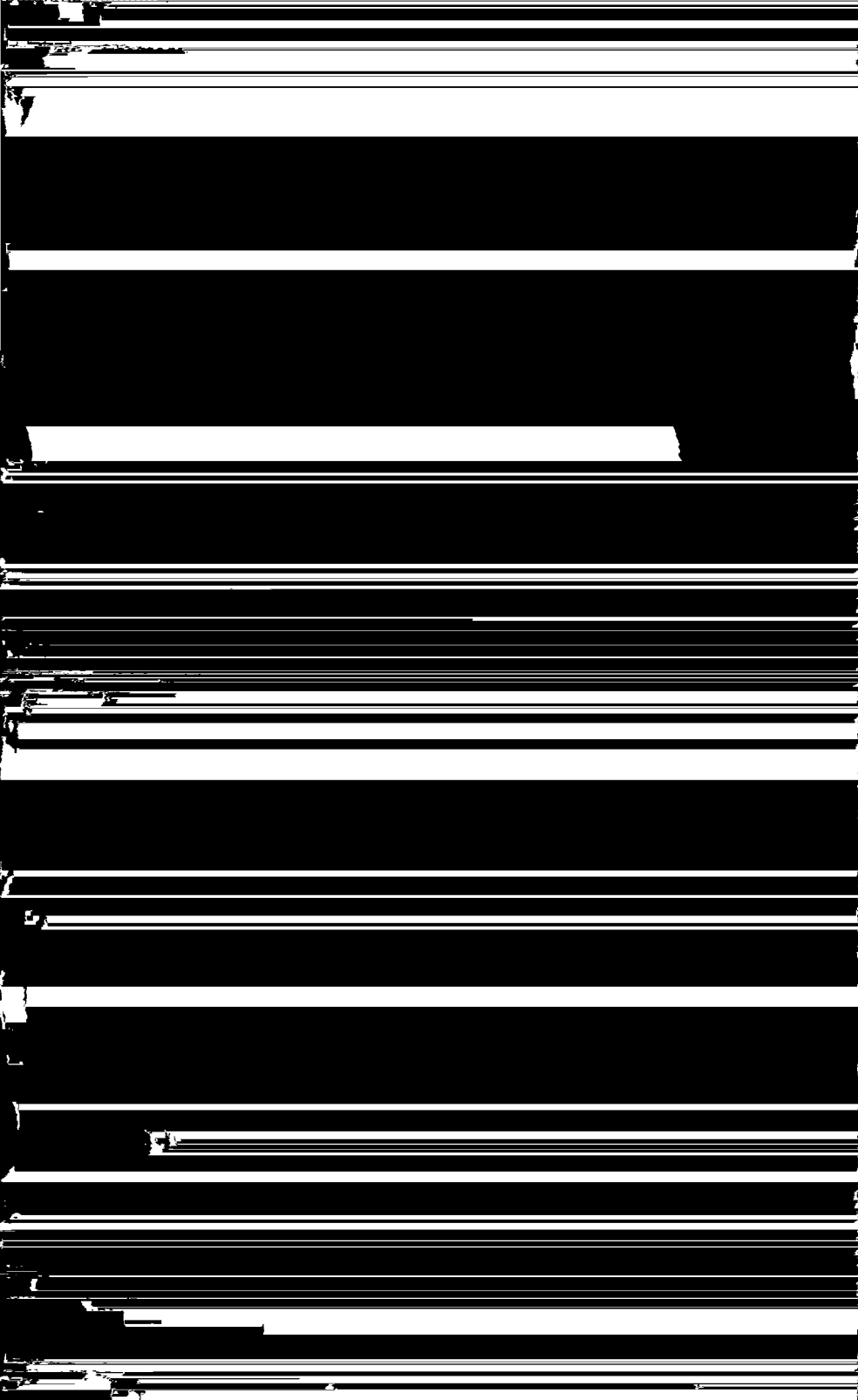


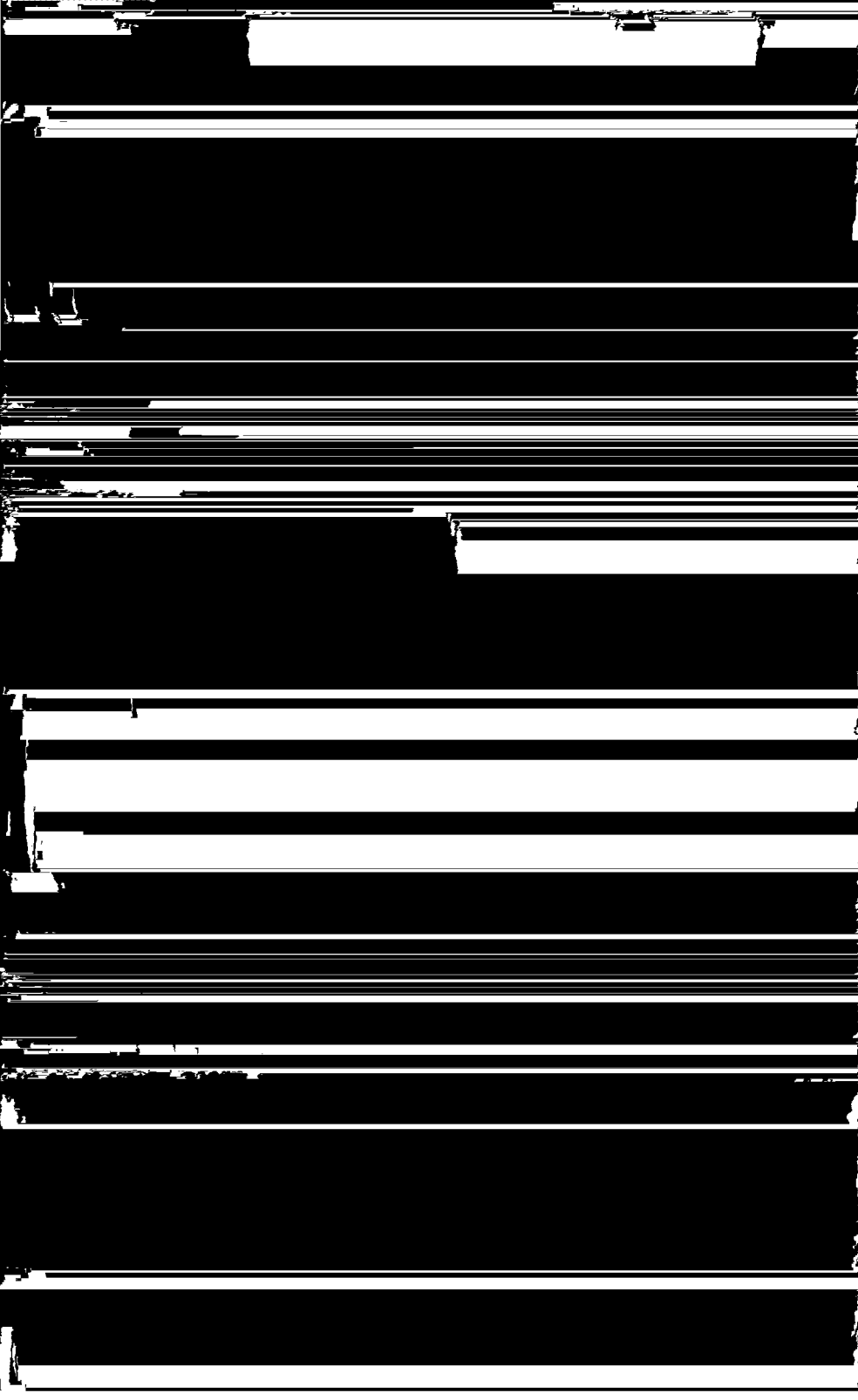


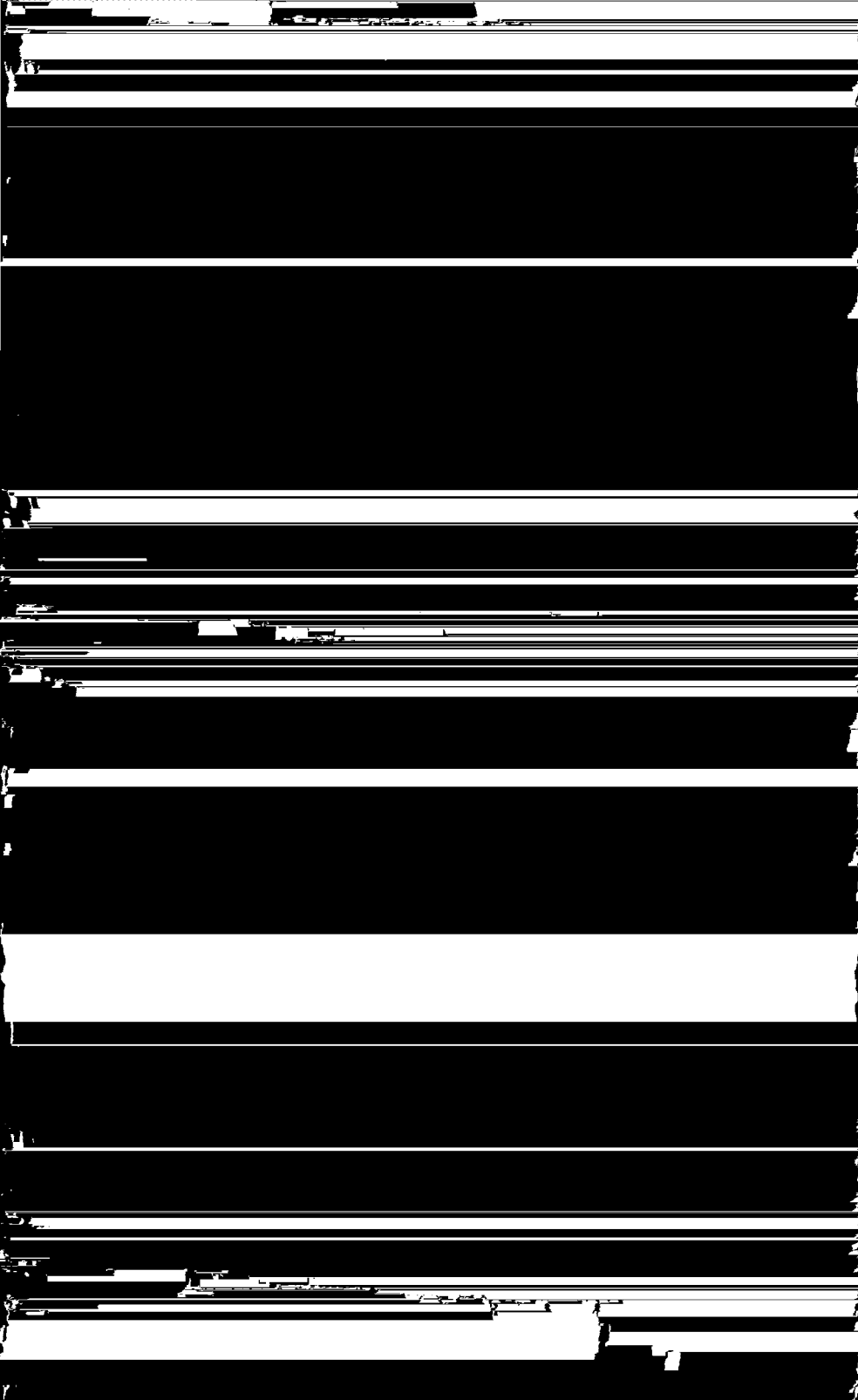


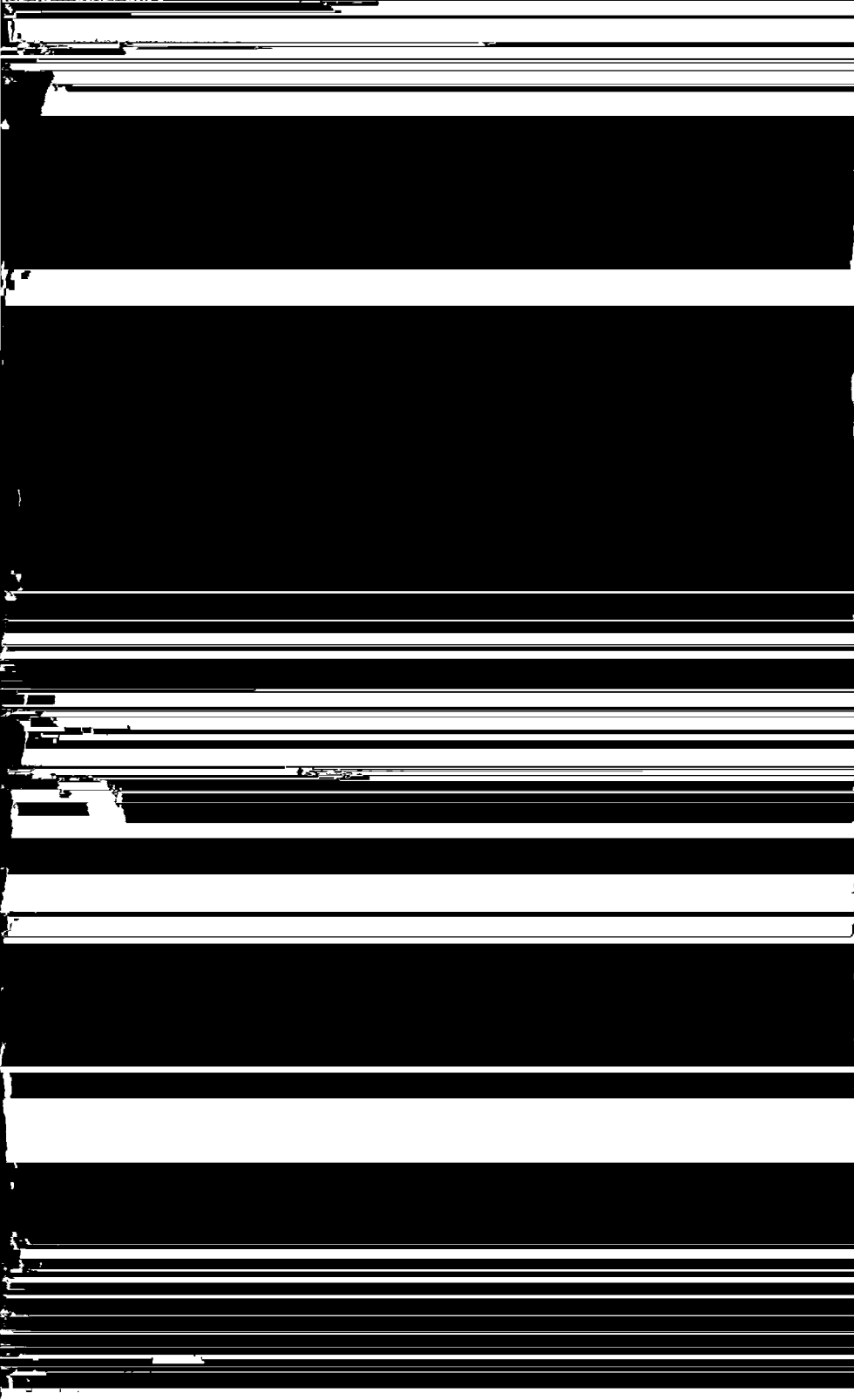


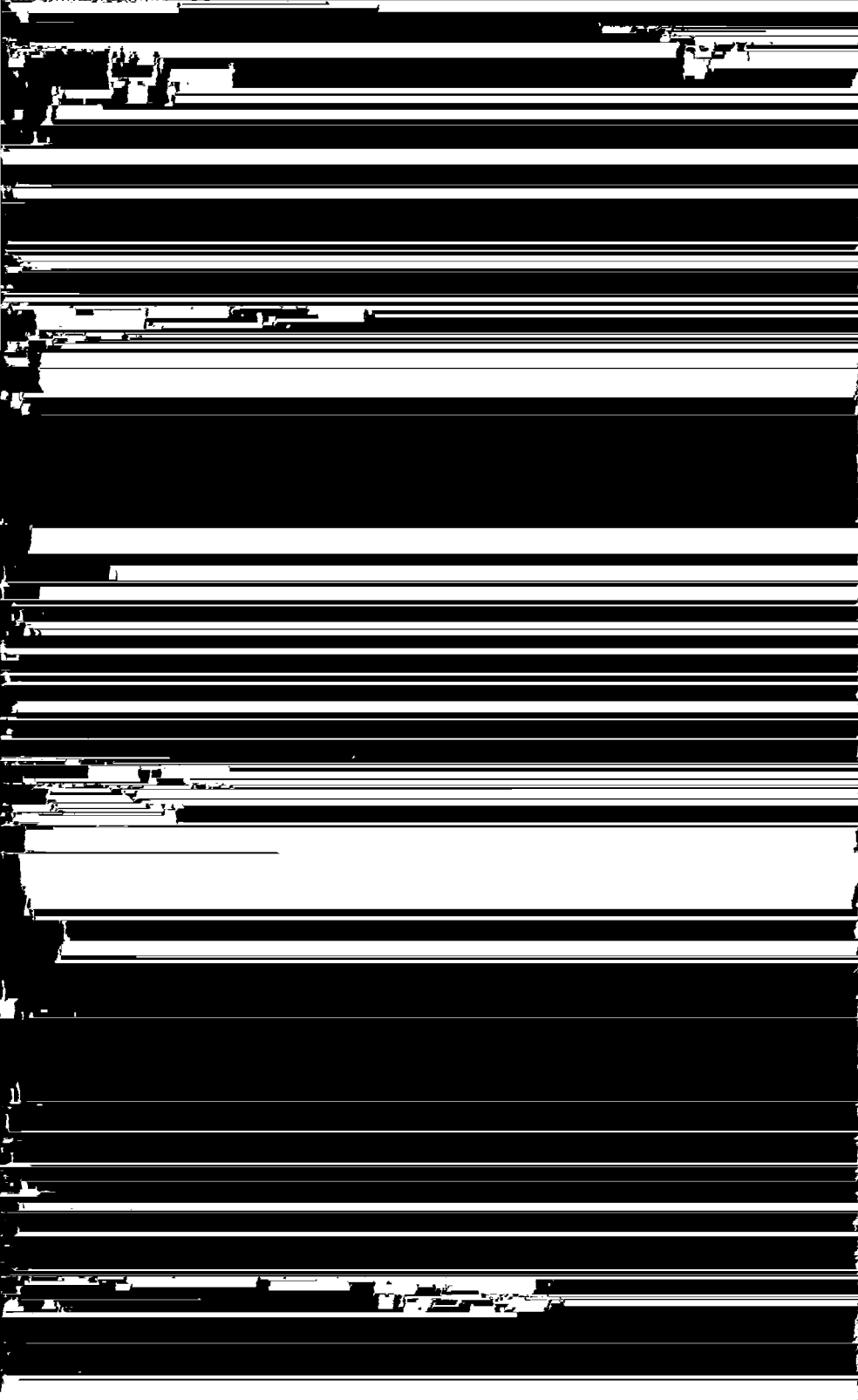














ven roostervoorspanningsverandering aan (punt 1 van § 2). Verder kan men hiervan de beginsteilheid aflezen (punt 3 van § 2).

Ook de niet-lineaire vervormingen kunnen uit deze steilheidskarakteristiek worden afgeleid. Men vindt nl. door berekening, dat de vervorming door de 2e harmonische en de brommodulatie evenredig zijn met de steilheid van de logarithmische steilheidskromme. Wanneer m_b weer de modulatie diepte door den brom voorstelt (zie hoofdstuk XV, § 3), V_{s1} de amplitude van de storende bromspanning en S' de steilheid van de logarithmische steilheidskromme, dan vinden we op deze wijze de betrekking:

$$(2) \quad m_b = \frac{S'}{0,434} V_{s1} \quad \text{of} \quad V_{s1} = 0,434 m_b \frac{1}{S'}$$

Zoo is de steilheid van de kromme van fig. 265 in het punt S = $100\mu\text{A/V}$ gelijk aan $\frac{\log 10}{21} = \frac{1}{21} = 0,0476$ logarithmische eenheden per volt roosterspanning. Volgens (2) wordt dus de topwaarde van de aan het rooster toelaatbare storende wisselspanning voor 1% brommodulatie gelijk aan:

$$V_{s1} = 0,434 \times 0,01 \times \frac{1}{0,0476} = 0,91 \text{ V}$$

en de effectieve waarde

$$V_{s1\text{eff}} = \frac{0,91}{\sqrt{2}} = 0,605 \text{ V.}$$

Daar de brommodulatie, en dus ook de vervorming door de tweede harmonische, recht evenredig zijn met de steilheid van de logarithmische steilheidskromme, is het dus gewenscht voor een geringe brommodulatie of vervorming door de 2e harmonische een zoo klein mogelijke steilheid van deze kromme te bereiken. Een geringe steilheid van de logarithmische S-kromme beteekent echter, dat per volt roosterspanningsverandering de steilheid zich slechts weinig wijzigt. Een geringe vervorming vereischt dus, zooals ook reeds eerder werd aangeduid, een langen „staart” van de I_a/V_{g1} karakteristiek.

Volgens verg. (8) van hoofdstuk XV is de kruismodulatie gelijk aan $m_k = \frac{8}{3} F V_{s2}^2 m_2$, waarin V_{s2} de amplitude van de spanning van de storende draaggolf en m_2 haar modulatie diepte is. Men kan nu afleiden, dat in de rechte gedeelten van de logarithmische S-karakteristiek de factor F gelijk is aan

$$(3) \quad F = S'^2,$$

waarin S' wederom de steilheid van de logarithmische steilheidskarakteristiek is. Nu volgt ook uit verg. (9) van hoofdstuk XV, dat de kruismodulatiefactor K gelijk is aan $K = \sqrt[8]{3} F V_{s_2}^2$, zoodat we, met behulp van verg. (3) voor de rechte gedeelten van de logarithmische S -karakteristiek vinden, dat

$$(4) \quad K = 2,65 S'^2 V_{s_2}^2,$$

of:

$$(5) \quad V_{s_2} = \frac{1}{S'} \sqrt[8]{\frac{K}{2,65}}.$$

De laatste vergelijking geeft dus de amplitude van het storende H.F. signaal, dat $K\%$ kruismodulatie veroorzaakt. Dit is ook de waarde van het toelaatbare H.F.signaal voor $\frac{1}{2}K\%$ modulatieverdieping en $\sqrt[8]{3}K\%$ modulatievervorming. Vullen we in (5) $K = 1\%$ in, dan wordt deze vergelijking:

$$(6) \quad V_{s_2} = \frac{0,0615}{S'}.$$

De effectieve waarde van het storende H.F.signaal, dat 1% kruismodulatie veroorzaakt, is dientengevolge

$$(7) \quad V_{s_2 \text{ eff}} = \frac{0,0433}{S'}.$$

Uit (5) volgt, dat in rechte gedeelten van de logarithmische steilheidskarakteristiek een geringe helling van deze kromme, dus een lange „staart”, ook voor de optredende derde harmonische, de kruismodulatie, de modulatieverdieping en de modulatievervorming gunstig is.

Voor de kromme gedeelten van de logarithmische steilheidskarakteristiek geldt, zooals eveneens berekend kan worden, dat een kromming met de bolle zijde naar onder een grootere modulatievervorming, kruismodulatie, enz. oplevert dan uit de steilheid van deze karakteristiek in het beschouwde punt volgt. Een kromming met den hollen kant naar beneden daarentegen verkleint de hier beschouwde effecten. Dit is echter practisch niet te benutten, daar hierdoor bij groote negatieve roosterspanning de steilheid van de logarithmische steilheidskarakteristiek zeer groot zou worden, wat tot sterke kruismodulatie en modulatievervorming zou leiden. Wat den anodestroom bij de minimale negatieve roostervoorspanning betreft, kan het volgende gezegd worden. De steilheid $\frac{dI_a}{dV_g}$ van de buis is de eerste afgeleide van de functie $I_a = f(V_g)$, zoodat we, om den anodestroom te kennen, bij een

bepaalde roostervoorspanning V_{g_0} , de functie $\frac{dI_a}{dV_g} = f(V_g)$ moeten integreren. Hierbij moeten als integratiegrenzen $V_g = -\infty$ en $V_g = V_{g_0}$ ingevoerd worden. Nu kan de functie $\frac{dI_a}{dV_g} = f(V_g)$ voorgesteld worden door een kromme, die dan de op lineaire schaal geteekende steilheid als functie van V_g is. De integraal van de functie $\frac{dI_a}{dV_g} = f(V_g)$ van $V_g = -\infty$ tot $V_g = V_{g_0}$ is het oppervlak, dat door de S-karakteristiek, de V_g -as en de verticale lijn door $V_g = V_{g_0}$ omsloten wordt. Hoe groot dit oppervlak des te grooter is ook de anodestroom bij $V_g = V_{g_0}$. Hebben we twee verschillende buizen, die bij dezelfde negatieve roosterspanning V_{g_0} dezelfde steilheid hebben en waarvan de eene een korten en de andere een langen staart heeft, dan zal de steilheidskarakteristiek van de buis met een korten staart een kleiner oppervlak opleveren dan de buis met een langen staart, en dientengevolge zal de eerste buis bij $V_g = V_{g_0}$ een kleineren anodestroom hebben dan de tweede buis. Een buis voor regeldoeleinden, die dus, om gunstige kruismodulatie-eigenschappen te verkrijgen, een langen staart moet hebben, zal in het algemeen een grooten anodestroom bij de minimale voorspanning hebben.

Een ongeveer rechte logarithmische steilheidskarakteristiek, waarvan de helling niet te groot is, is volgens het bovenstaande de meest geschikte. Men zou dus bijv. in fig. 266 de lijn a-b-c-d als logarithmische steilheidskarakteristiek kiezen. Om twee redenen moet echter van deze karakteristiek worden afgeweken. Deze zijn:

- 1) Om bij een kleine negatieve roosterspanning een grote steilheid te verkrijgen, laat men het gedeelte f-b steiler verlopen. In dit gebied zullen dus de genoemde effecten sterker naar voren treden. Dit is meestal wel toelaatbaar, daar dit ge-

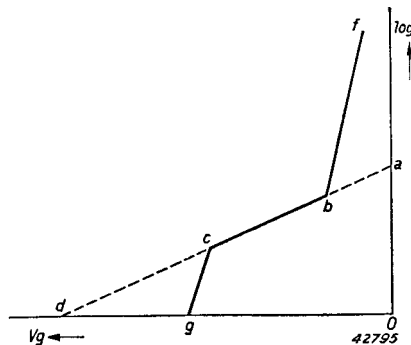


Fig. 266

Schetsmatige voorstelling van de logarithmische steilheidskarakteristiek van een buis met regelbare steilheid. De lijn a-b-c-d zou de beste eigenschappen met betrekking tot kruismodulatie of modulatievervorming opleveren. Om echter een grootere beginsteilheid te verkrijgen, wordt de helling van het gedeelte b-a grooter gekozen en krijgen we een stuk, zoals door b-f is voorgesteld. Om den „staart” van de I_a/V_g karakteristiek niet te lang en den anodestroom bij minimale voorspanning niet te groot te laten zijn, zal men bij groote voorspanningen de steilheidskarakteristiek volgens c-g in plaats van c-d laten verlopen.

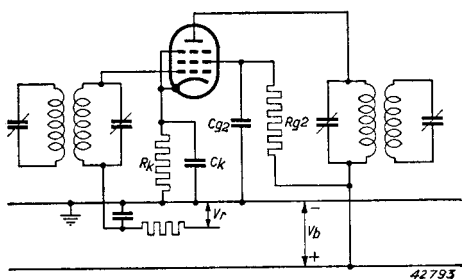


Fig. 267

Principieele schakeling van een M.F. versterkingsbuis met meeloopende schermroosterspanning. V_r = regelspanning van de automatische volumeregeling.

De karakteristiek een grotere helling. In dit gedeelte zal dus de kruismodulatie en de modulatievorming sterk zijn. Meestal zal men daarom de automatische volumeregeling (zie hoofdstuk XXII) zoodanig laten werken, dat het punt c niet overschreden wordt.

De logarithmische steilheidskarakteristiek van een normale buis met regelbare steilheid heeft dus in het algemeen den vorm, die in fig. 266 door f-b-c-g wordt voorgesteld, waarbij de drie meer of minder rechte stukken vloeiend in elkaar overgaan.

§ 5. Meeloopende schermroosterspanning

Buizen met regelbare steilheid, waarvan de karakteristieken gunstige eigenschappen hebben wat betreft kruismodulatie, zullen bij de minimale negatieve roosterspanning hetzij een betrekkelijk grooten anodestroom, hetzij een betrekkelijk kleine steilheid hebben, indien aan het schermrooster een constante spanning wordt gelegd. Door toepassing van

deelte van de kromme alleen bij kleine roosterwisselspanningen gebruikt wordt, en dus modulatievorming geen ernstige vormen zal aannemen.

2) Om den „staart” van de I_a/V_{g1} karakteristiek niet te lang te maken, hetgeen ook een grooteren anodestroom bij kleine negatieve rooster-spanning ten gevolge heeft, geeft men ook aan het gedeelte c-g van de log S-ka-

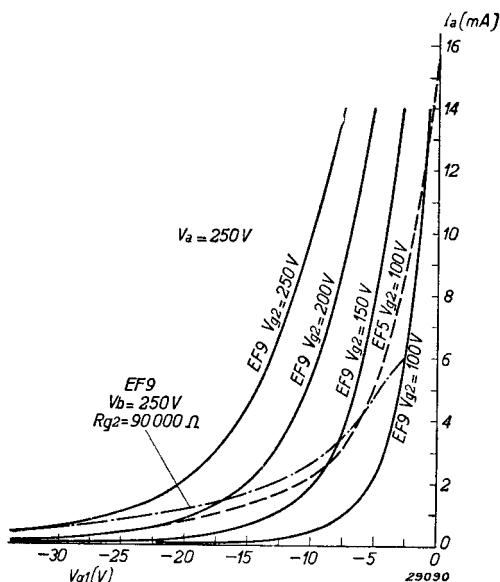
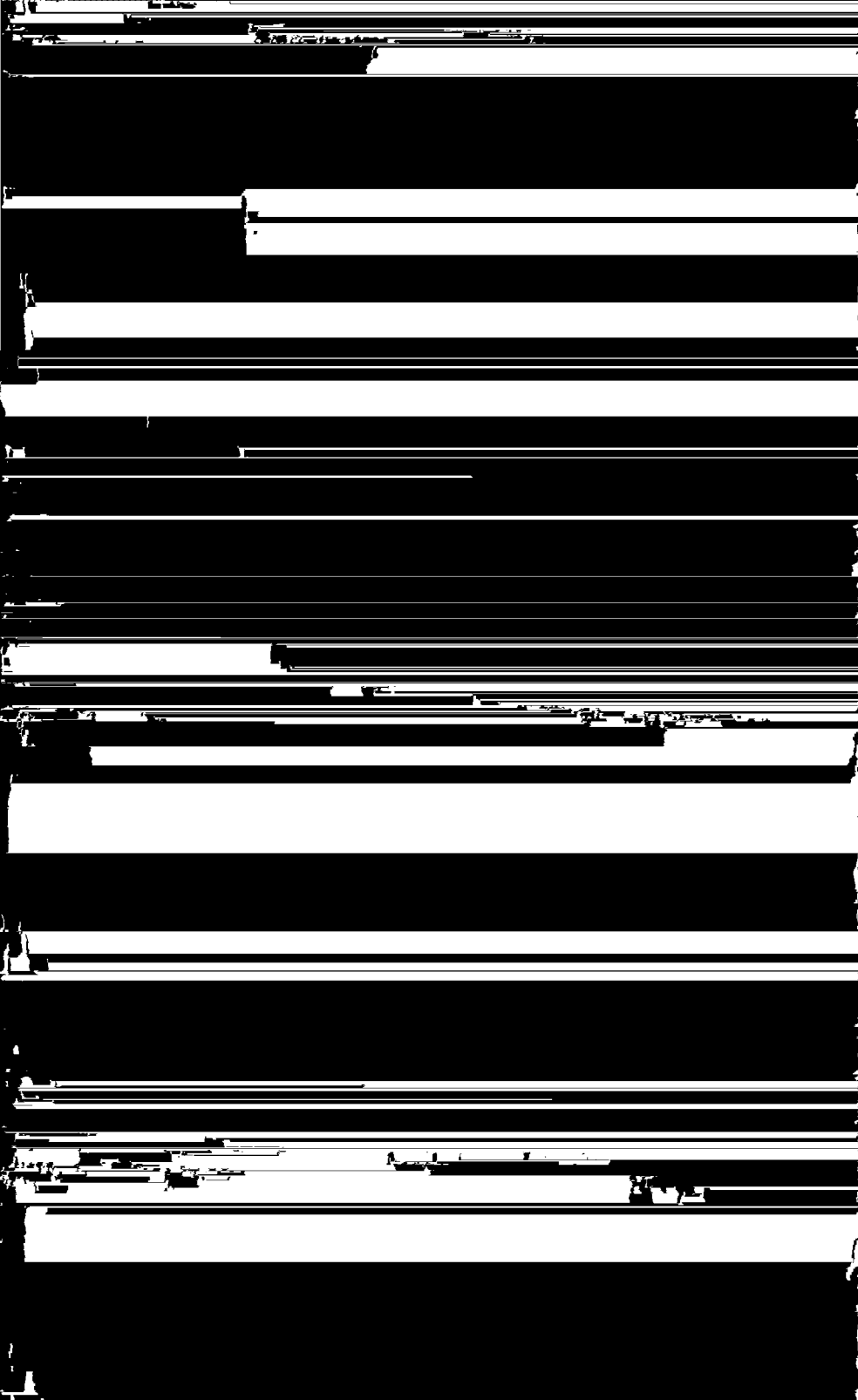


Fig. 268

Enkele I_a/V_{g1} krommen van de buis EF 9 bij verschillende schermroosterspanningen. De I_a/V_{g1} kromme van de EF 5 bij $V_{g2} = 100$ V wordt door de stippellijn voorgesteld, terwijl de streep-stippellijn het verloop van den anodestroom der EF 9, als functie van de negatieve roosterspanning, bij voeding van het schermrooster via een serieweerstand van $90\,000\ \Omega$ vanuit de 250 V voedingspanning, aangeeft.





passing van het principe der meeloopende schermroosterspanning vrijwel gelijke resultaten, wat betreft kruismodulatie, worden bereikt, als bij toepassing van een vaste schermroosterspanning, terwijl bij de EF 9 de aanvangsstroom kleiner, n.l. 6 mA in plaats van 8 mA bij de EF 5 en de aanvangsteilheid grooter is, n.l. 2,2 mA/V in plaats van 1,8 mA/V bij de EF 5.

§ 6. Toepassing van buizen met regelbare steilheid voor L.F. versterking

Zooals reeds in § 1 gezegd werd, wordt de laagfrequentversterking van een ontvanger meestal geregeld door een potentiometer, die met de hand wordt bediend. In sommige gevallen is het echter wenschelijk, dat deze regeling door verandering van de roostervoorspanning van een L.F. versterkingsbuis kan geschieden. Dit is bijv. het geval, wanneer de L.F. versterking tegelijk met de H.F., M.F. en conversieversterking automatisch door een negatieve regelspanning, die van de aanwezige draaggolfsterkte in de antenne afhankelijk is, geregeld moet worden.

Nu hebben wij in hoofdstuk XV gezien, dat de kromme voor 1% brommodulatie (vgl. fig. 165) ook de grootte van de wisselspanning aan het rooster, waarbij $\frac{1}{4}\%$ vervorming door de tweede harmonische ontstaat, als functie van de steilheid aangeeft. Evenzoo geeft de kromme voor 1% kruismodulatie ook de grootte van de wisselspanning aan het rooster, waarbij 0,083% vervorming door de derde harmonische optreedt. De hogere harmonischen kunnen verwaarloosd worden, daar deze in het algemeen zeer klein zijn ten opzichte van de 2e en 3e harmonischen, die door de karakteristiekkromming ontstaan. Het zal duidelijk zijn, dat een buis, die, wat brommodulatie en kruismodulatie van kleine tot groote roostervoorspanningen betreft, gunstig is, ook een geringe vervorming door de 2e en 3e harmonische veroorzaakt. Echter kan men het gedrag van een penthode, die als L.F. versterker met geregelde versterking gebruikt wordt, niet direct aan de hand van gepubliceerde brommodulatie- en kruismodulatiekrommen beoordeelen. Deze krommen zijn voor het gebruik van de penthode als H.F. en M.F. versterker bestemd, waarbij in de anodeketen een impedantie met lagen gelijkstroomweerstand is opgenomen, waardoor ook een normale schermroosterspanning gebruikt kan worden (bijv. 100 V). Bij L.F. versterking daarentegen zal men, om een behoorlijke versterking te kunnen krijgen, een hoogen gelijkstroomweerstand in de anodeketen opnemen (weerstandskoppeling) en daarom met een lage schermroosterspanning moeten werken (bijv. 40 V). De gepubliceerde brommodulatie- en kruis-

modulatiekrommen gelden echter alleen voor de daarbij opgegeven schermroosterspanning (voor H.F. en M.F. versterking) en men zou moeten beschikken over brommodulatie- en kruismodulatiekrommen voor met de voor weerstandskoppeling overeenkomstige schermroosterspanning, om zich een beeld te kunnen vormen van het gedrag van de buizen als L.F. versterker met regelbare versterking. Gunstige brommodulatie- en kruismodulatiekrommen geven echter wel een aanwijzing, dat het gedrag van een beschouwde buis als L.F. versterker goed kan zijn.

Practischer is het, direct door metingen vast te stellen, hoe een buis zich als geregelde L.F. versterker gedraagt (zie bijv. de tabel voor den EF 9 versterker in het tweede deel van deze boekenserie — Gegevens en Schakelingen van Moderne Ontvang- en Versterkerbuizen).

Fig. 271 geeft een schakeling voor het gebruik van een penthode als L.F. versterker met weerstandskoppeling. Uit een beschouwing van de kruismodulatie- en brommodulatiekrommen van bestaande H.F. buizen met regelbare steilheid volgt, dat de derde harmonische, die in een bepaalde verhouding tot den kruismodulatiefactor staat, in het algemeen minder sterk naar voren treedt dan de tweede harmonische, die in een bepaalde verhouding tot het percentage brommodulatie staat. Het is daarom bij het ontwerpen van speciale buizen voor regelbare L.F. versterking van belang, karakteristieken te krijgen, die een lange vervorming door de tweede harmonische opleveren. Daarbij maakt men dan gebruik van het principe van de meeloopende schermroosterspanning. Een dergelijke buis is bijv. het penthodegedeelte van de EFM 1.

Wel dient men bij de L.F. versterkingsregeling in het oog te houden, dat de regelingsmogelijkheid niet zoo groot is als bij H.F. versterking. In het algemeen zal men zich met een regelingsverhouding van 1 : 5 tot 1 : 10 tevreden moeten stellen.

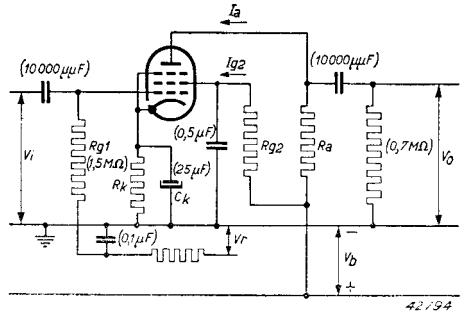
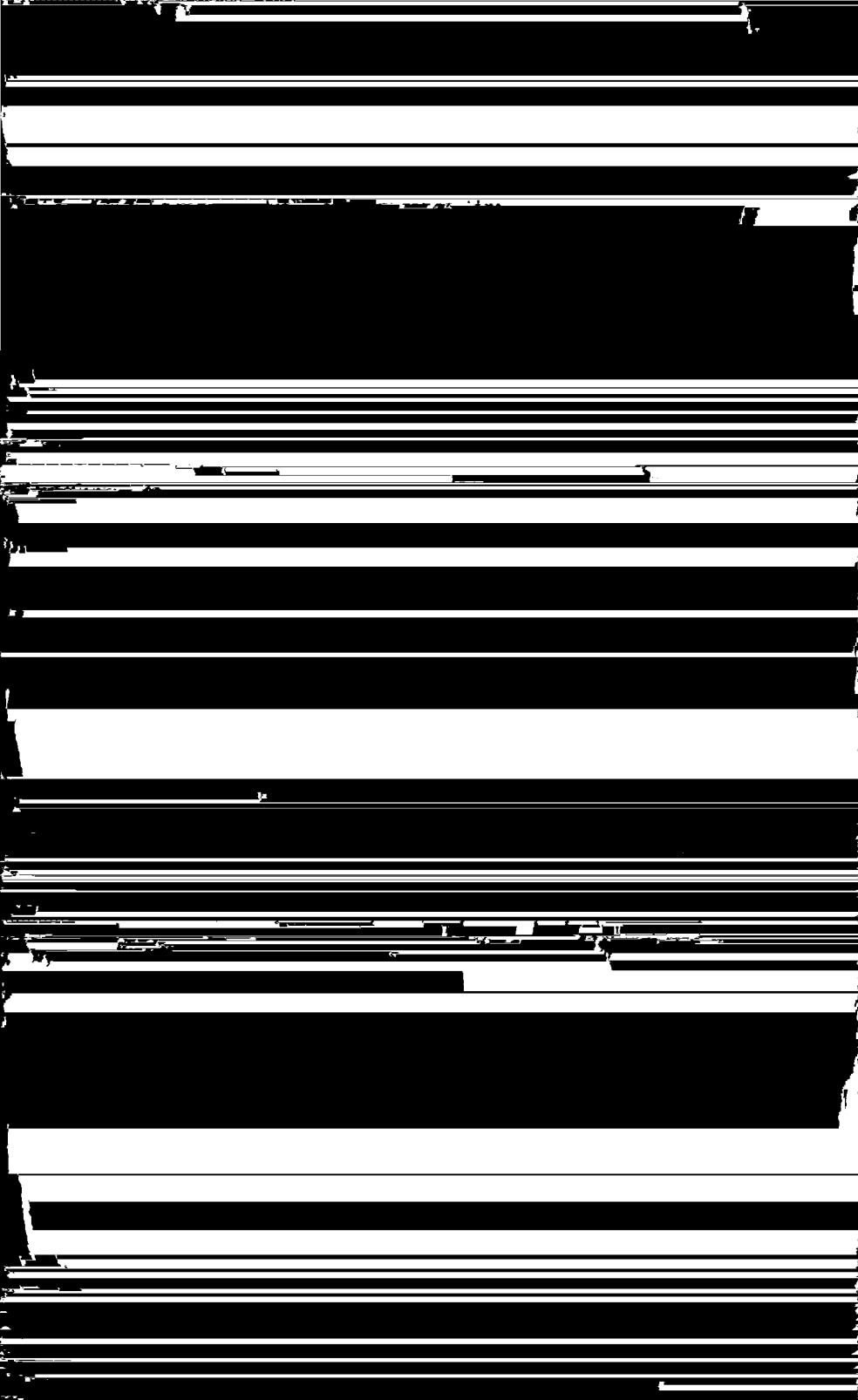


Fig. 271

Principieele schakeling voor het gebruik van een penthode met regelbare steilheid als L.F. versterker met weerstandskoppeling.
 V_i = ingangswisselspanning;
 V_o = uitgangswisselspanning;
 V_r = regelgelijkspanning aan het rooster.



roosterspanning van de geregelde buis grooter worden. De versterking van de geregelde buis neemt af tot een evenwichtstoestand tusschen deze versterking en de toeneming van de hoogfrequente spanning aan de diode is bereikt. In ontvangtoestellen berusten de gebruikelijke systemen van de automatische volumeregeling op dit principe. In fig. 272 wordt de schakeling van een automatische volumeregeling schematisch weergegeven.

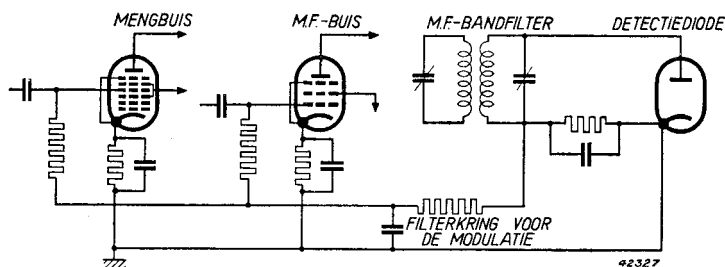


Fig 272

Principe van een automatische volumeregeling, waarbij de negatieve gelijkspanning, die over den lekweerstand van de detectiediode ontstaat, als regelspanning wordt toegepast.

Men dient steeds in het oog te houden, dat de hoogfrequente spanning aan de detectiediode moet toenemen, om de versterking in de H.F. en M.F. trappen te verminderen; bij een constante L.F. versterking zal de geluidsterkte dientengevolge eveneens toenemen, zij het dan ook aanmerkelijk minder dan zonder automatische volumeregeling het geval zou zijn. Indien door een geringe stijging van de spanning aan de diode de versterking in de voorafgaande trappen sterk vermindert, zal de geluidsterkte minder toenemen dan het geval zou zijn, indien eenzelfde stijging van de spanning een geringere vermindering van de versterking ten gevolge had gehad. Wordt in ontvangtoestellen een effectief werkende automatische volumeregeling gewenst, dan laat men eenige buizen door de regelspanning over den diodeweerstand beïnvloeden. Het nadeel van een zeer effectief werkende automatische volumeregeling is echter, dat de versterking tusschen de afstemmingen op de zenders zeer sterk toeneemt, zoodat ook alle bijgeluiden met groote sterkte worden weergegeven, hetgeen bij het instellen van het toestel storend werkt. Bij een minder effectief werkende automatische volumeregeling zal de volumeregelaar vrij sterk verzwakkend ingesteld zijn, indien een zender van normale sterkte wordt ontvangen; stelt men het toestel op een anderen zender in, dan kan de versterking van het toestel door de geringere L.F. versterking niet maximaal worden. Het is doelmatig voor de automatische volumeregeling de voor dit doel

ontworpen buizen met regelbare steilheid toe te passen, daar de kruis-modulatie en modulatievervorming hierbij bijna over het geheele regelgebied geringer zijn dan bij buizen, die ontworpen zijn voor een constante versterking, dus voor een vast ingesteld werkpunt.

§ 3. Uitgestelde automatische volumeregeling

Neemt men de regelspanning voor het regelen van de versterkingsbuizen in de H.F., meng- en M.F. trappen van den lekweerstand van de detectiediode af (op deze gelijkspanning is nog de laagfrequente modulatie gesuperponeerd, die door een filterkring afgevlakt dient te worden — zie fig. 272), dan zal de versterking van den ontvanger ook bij zeer zwakke draaggolven een vermindering ondergaan. Zijn deze draaggolven zoo zwak, dat de hierop gesuperponeerde modulaties den eindtrap niet volledig kunnen sturen, dan bestaat de toestand, dat de reeds onvoldoende geluidssterkte door de automatische volumeregeling nog verder wordt verzwakt.

Daarom wordt het inzetten van de automatische volumeregeling veelal uitgesteld, zoodat deze eerst begint te werken bij draaggolven, waarvan de sterkte zoodanig is, dat de eindbuis bij een bepaalde modulatie-diepte volledig gestuurd kan worden. (Doorgaans wordt als norm voor de modulatie diepte 30% aangenomen.) In dat geval spreekt men van een **uitgestelde automatische volumeregeling**.

Het uitstel kan bijv. worden bereikt, door aan de diode, die de regelspanning levert, een negatieve voorspanning te leggen. Men brengt bijvoorbeeld de anode op de potentiaal van het chassis; de voorspanning wordt verkregen door een positieve spanning aan de kathode te leggen (zie fig. 273).

Zoolang de topwaarde van de spanning van het M.F. signaal kleiner is dan de voorspanning, zal geen negatieve gelijkspanning over den lekweerstand komen te staan. Pas als de positieve toppen van de wisselspanning de waarde van de negatieve voorspanning overschrijden, zal een stroom door de diode en den lekweerstand vloeien, zoodat hierover (zie fig. 273) een negatieve gelijkspanning komt te staan en de automatische volumeregeling in werking treedt.

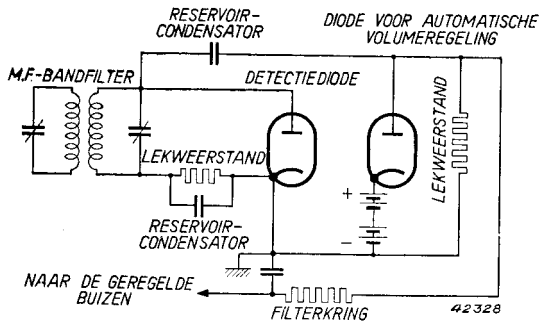
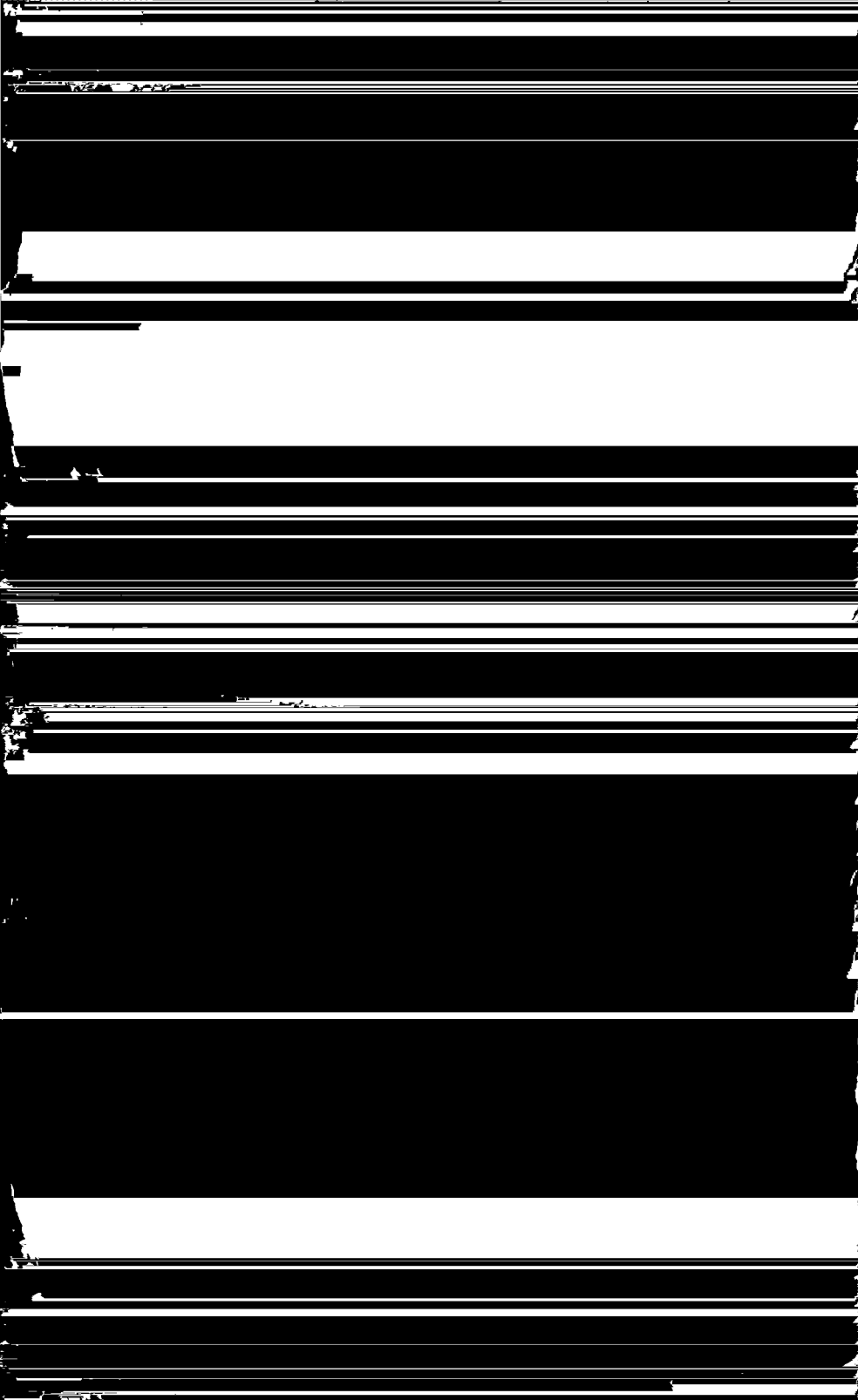


Fig. 273

Principe van een uitgestelde automatische volumeregeling.





de weerstanden R_1 en R_3 , die parallel geschakeld liggen, nog een wisselstroomvermogen op.

Indien nu R_1 en R_3 bijv. beide een waarde van $1 M\Omega$ hebben, dan is bij kleine M.F.spanningen (kleiner dan de uitstelspanning V_d) de schakeling van de diode d_1 door een weerstand $R_1 // R_3 = \frac{1}{2} M\Omega$ te vervangen, en bij M.F.spanningen, die zeer veel grooter zijn dan de uitstelspanning [waarbij $\left(\frac{V_o}{V_o - V_d}\right)^2$ ongeveer gelijk is aan 1] door een weerstand $R_{d1} = \bar{R}_1 // R_3 // \frac{1}{2} R_1 = \frac{1}{4} M\Omega$.

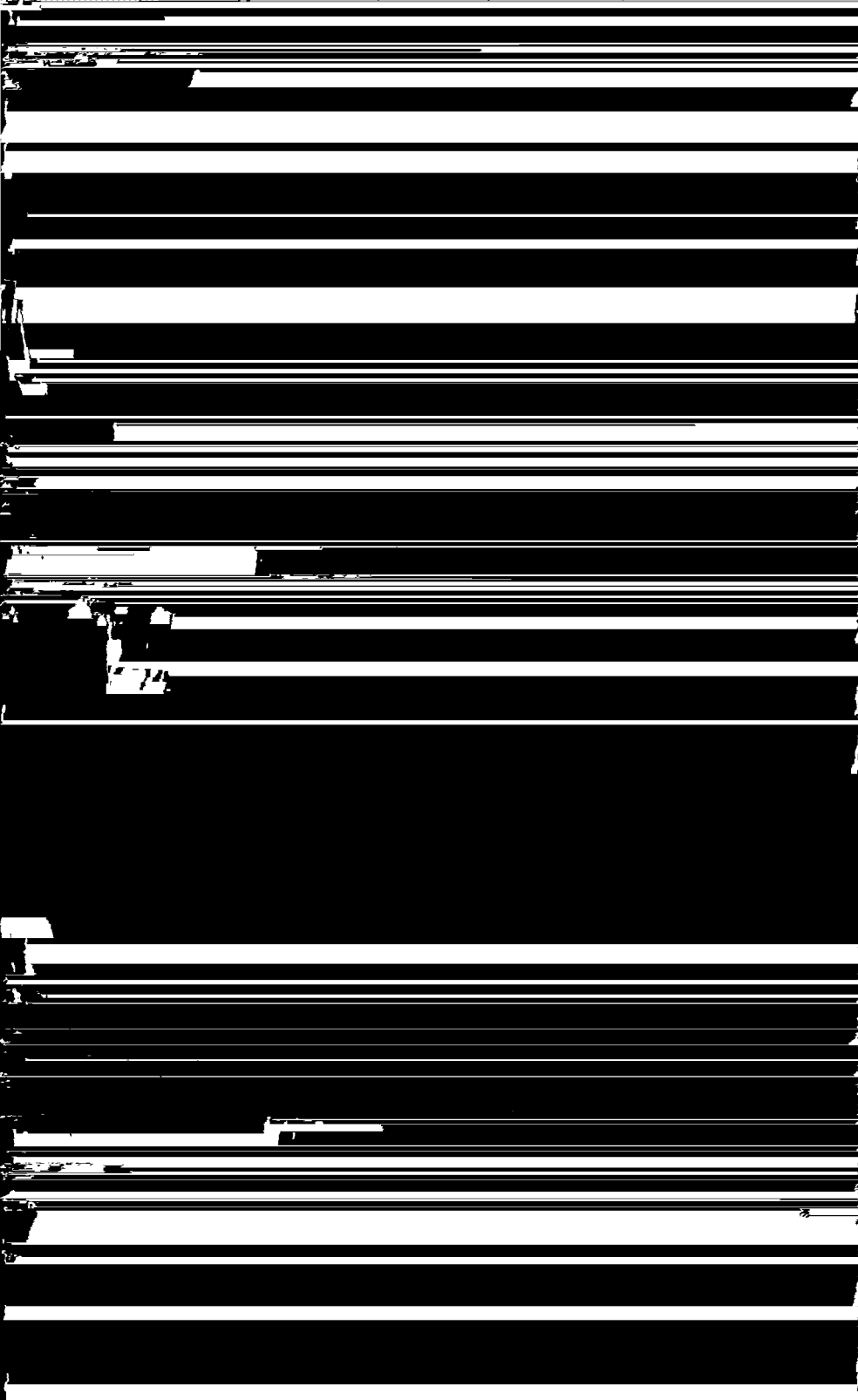
De demping door de diode voor automatische volumeregeling kan dus theoretisch een factor 2 variëren. We kunnen gemakshalve wel met een gemiddelde waarde van $\frac{1}{3} M\Omega$ rekenen, wanneer voor R_1 en R_3 een waarde van $1 M\Omega$ wordt aangehouden.

Sluiten we de diode d_1 op den primairen kring aan, dan wordt de secundaire kring van het bandfilter alleen door de detectiediode d_2 gedempt en de primaire kring door de diode voor automatische volumeregeling d_1 en den inwendigen weerstand van de voorafgaande M.F. buis. Wordt daarentegen de diode d_1 eveneens op den secundairen kring van het bandfilter aangesloten, dan wordt de primaire kring nauwelijks gedempt (slechts door den inwendigen weerstand van de voorafgaande M.F. buis) en de secundaire kring door de schakelingen van de dioden d_1 en d_2 . Men kan nu berekenen, dat de gemiddelde kwaliteit van de beide bandfilterkringen, en dus ook de selectiviteit, in het laatste geval beter zijn, dan wanneer de diode voor automatische volumeregeling op den primairen kring wordt aangesloten. Dit kan hierdoor verklaard worden, dat de secundaire kring in elk geval door de detectiediode d_2 gedempt wordt, zoodat zonder aansluiting hierop van de diode voor automatische volumeregeling, de kwaliteit van den secundairen kring slechter is dan die van den primairen kring. Het aansluiten van de diode voor automatische volumeregeling op den secundairen kring heeft minder invloed op haar slechtere kwaliteit, dan het aansluiten van deze diode op den primairen kring op de betere kwaliteit van de laatste.

We kunnen dus concludeeren, dat, indien de diode voor de automatische volumeregeling op de secundaire wordt aangesloten, de selectiviteit van het bandfilter gunstiger is dan bij aansluiting op de primaire.

b) De invloed op de scherpste van de afstemming op een zender

De nauwkeurigheid van de afstemming op een zender wordt door de automatische volumeregeling verminderd. Dit is te verklaren door de omstandigheid, dat bij een bepaalde verstemming van de kringen





De mogelijkheid, om aan deze voorwaarden te voldoen, wordt door een schakeling gegeven, waarbij drie dioden worden toegepast, de **drie-diodenschakeling** (zie fig. 275, waarin, om een beter overzicht te verkrijgen, drie afzonderlijke dioden zijn geteekend). De diode d_3 wordt op de gebruikelijke wijze als detectiediode gebruikt.

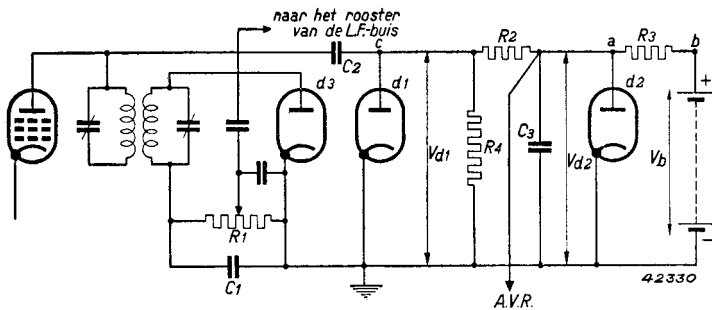


Fig. 275

Principe van de drie-diodenschakeling voor uitgestelde automatische volumeregeling.

De diode d_1 dient voor de gelijkrichting van de middenfrequente spanning ten behoeve van de automatische volumeregeling; deze diode is op de primaire van den laatsten M.F. transformator aangesloten en krijgt geen uitstelspanning. Het uitstellen van de automatische volumeregeling wordt door de diode d_2 bewerkstelligd¹⁾. De anode van deze diode ligt, via den weerstand R_3 , aan een positieve spanning van geschikte waarde, die in de figuur door een batterijspanning V_b wordt aangegeven.

Ten gevolge van de positieve spanning aan de diode d_2 , die door den weerstand R_3 wordt toegevoerd, vloeit door deze diode stroom. Daar de gelijkstroomweerstand van de diode klein is, is de anode (punt a) dan slechts weinig positief t.o.v. de kathode (of de aardleiding waarmee de kathode is verbonden).

Wordt aan diode d_1 een draaggolfspanning toegevoerd, dan ontwikkelt zich, als gevolg van de gelijkrichting in deze diode, een negatieve gelijkspanning over den lekweerstand R_4 (punt c wordt dus negatief). Punt a is dan het aftakpunt van een spanningsdeeler R_3R_2 , die door

¹⁾ De nummering van deze dioden is in overeenstemming met de bestemming, die aan de drie dioden van de buis EAB1 werd gegeven.

de diode d_2 belast is, tusschen een positieve potentiaal V_b en een negatieve potentiaal V_{d1} (zie fig. 276).

Zoolang de negatieve potentiaal V_{d1} klein is, zal de nullastspanning van punt a positief zijn en zal dus door de diode d_2 stroom vloeien. Bij groote waarden van de negatieve potentiaal V_{d1} zal daarentegen de nullastspanning aan punt a negatief zijn; er kan dan geen stroom door d_2 vloeien. In dat geval is de potentiaal aan punt a direct afhankelijk van de potentiaal V_{d1} .

De spanning V_{d2} aan punt a wordt dan bepaald door de vergelijking

$$(1) \quad V_{d2} = V_b \frac{R_2}{R_2 + R_3} + V_{d1} \frac{R_3}{R_2 + R_3}.$$

Worden nu de roosters van de te regelen buizen met punt a gekoppeld, dan hebben we een automatische volumeregeling. Zoolang dus bij zwakke draaggolven de negatieve spanning aan de anode van d_1 slechts gering is, vloeit door d_2 , ten gevolge van de positieve spanning V_b , een stroom en werkt de automatische volumeregeling niet. Boven een bepaalde grenswaarde van de negatieve spanning V_{d1} werkt ze daarentegen wel. We zien dus, dat we een automatische volumeregeling hebben, die bij een bepaalde spanning V_{d1} , dus bij een bepaalde draaggolfspanning, begint te werken. Deze volumeregeling is dus uitgesteld.

De keuze van de weerstanden R_2 en R_3 en van de spanning V_b in vergelijking (1) wordt bepaald door de sterkte van de draaggolf aan de detectiediode, waarbij de automatische volumeregeling moet beginnen te werken. Als deze spanning bekend is, is V_{d1} als amplitude van de ongemoduleerde draaggolf aan d_1 bekend. Neemt men aan, dat door d_2 juist geen stroom vloeit, als de negatieve spanning aan deze buis 0,8 V bedraagt, dan wordt de vergelijking (1):

$$-0,8 = V_b \frac{R_2}{R_2 + R_3} + V_{d1} \frac{R_3}{R_2 + R_3}.$$

De drie-diodenschakeling heeft nog een tweede voordeel tegenover de toepassing van een diode met een uitstellende voorspanning. De regelspanning, die in het laatste geval met behulp van een diode wordt verkregen, is vrij sterk afhankelijk van de modulatie diepte van het signaal, in het bijzonder in toestellen, waarvan de automatische volumeregeling zeer effectief is en de signaalsterkte aan de detectiediode na

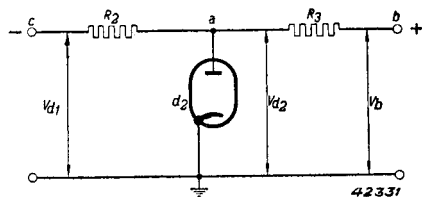


Fig. 276

Spanningsdeeler tusschen de positieve potentiaal V_b en de negatieve potentiaal V_{d1} . Deze spanningsdeeler is belast door de diode d_2 .

het inzetten van de automatische volumeregeling nog maar weinig toeneemt.¹⁾ Het gevolg is in de eerste plaats, dat de regelspanning bij een grootere modulatie diepte, dus bij een grootere geluidssterkte van de muziek, grooter is, waardoor de contrasten worden vervlakt.

Nog veel storender is het echter, dat de uitslag van een electronenstraalindicator (voor zichtbare afstemming), die door deze regelspanning wordt gestuurd, afhankelijk is van de modulatie diepte. De indicator zal dus, in het bijzonder bij sterke passages in muziek of spraak, gaan flikkeren. Ook als de indicator op de detectiediode wordt aangesloten, zal dit flikkeren optreden, omdat ook de sterkte van de draaggolf aan den detector van de modulatie diepte afhangt, ten gevolge van de afhankelijkheid der regelspanning van de modulatie diepte.

Daar de regelspanning bij de drie-diodenschakeling zonder uitstelspanning wordt verkregen, vervallen de genoemde nadeelen bij deze schakeling. Ten slotte zij nog gewezen op het doel van den weerstand R_4 . Oogenschijnlijk zou R_4 in deze schakeling kunnen vervallen, daar de gelijkstroom door de diode d_1 via R_2 en R_3 in de uitwendige keten naar de kathode terug zou kunnen vloeien. Als men dezen weerstand weglaat, zou echter de volgende moeilijkheid ontstaan. Indien de sterkte van de draaggolf aan d_1 toeneemt, bijvoorbeeld doordat het toestel op een zender wordt afgestemd, wordt de condensator C_3 door de diode d_1 , via den weerstand R_2 , opgeladen. Als de sterkte van de draaggolf afneemt, bijvoorbeeld bij het verstemmen van het toestel, moet C_3 zich echter over R_3 ontladen. Doordat de weerstandswaarde van R_3 steeds een veelvoud is van die van R_2 (anders zou een te klein gedeelte van de regelspanning V_{d1} nuttig worden gebruikt), kan C_3 zich slechts langzaam ontladen. Bij het afnemen van de sterkte van de draaggolf daalt de regelspanning dan te langzaam en het toestel blijft gedurende korten tijd ingesteld op de kleine gevoeligheid, die overeenkwam met de oorspronkelijk grootere sterkte van de draaggolf. Dit is des te storender, naarmate de sterkte van de draaggolf sneller verandert. Is het toestel dus op een sterken zender ingesteld en draait men den afstemknop snel verder, dan worden enkele zwakke aangrenzende zenders niet gehoord. Door den weerstand R_4 kan C_3 zich ook via R_2 en R_4 ontladen, zoodat dit storende bijverschijnsel wordt vermeden.

¹⁾ Dit is als volgt in te zien. Aangenomen bijv., dat de amplitude van de ongemoduleerde draaggolf ongeveer gelijk is aan de uitstelspanning, dan vloeit alleen stroom door de diode gedurende den tijd, dat de amplitude van de draaggolf, ten gevolge van de modulatie, grooter is dan de uitstelspanning. De spanning over den lekweerstand van de diode stelt zich dientengevolge in op een gemiddelde waarde, die afhangt van het verschil tusschen de hoogste topwaarde van de gemoduleerde middenfrequente draaggolf en de uitstelspanning, dus, volgens het bovenstaande, van de modulatie diepte.

§ 6. Practische verwezenlijking van drie-diodenschakelingen

In de eerste plaats ligt het voor de hand voor de drie-diodenschakeling een drievoudige diode te gebruiken. Hiervoor werd door Philips een speciale drievoudige diode geconstrueerd: de EAB 1. De schakeling van deze buis kan dan worden uitgevoerd, zooals in fig. 275 is aangegeven. Men vervange alleen de batterij, die de spanning V_b moet leveren, door een spanningsdeeler, die de spanning van het anodevoedingsgedeelte van den ontvanger op de gewenschte waarde reduceert. In vele gevallen zal men echter van dioden gebruik willen maken, die bij versterkingsbuizen zijn ingebouwd (bijv. de dioden, die zich in de dubbeldiode-triode EBC 3 en/of de dubbeldiode-eindpenthode EBL 1 bevinden). We zullen hiervoor nog eenige voorbeelden van schakelingen geven. Fig. 277 geeft een schakeling weer, waarin de buizen EBC 3 en EBL 1 worden toegepast. In deze figuur zijn de dioden, de condensatoren en de weerstanden genummerd in overeenstemming met de driediodenschakeling van fig. 275. In deze schakeling wordt de regelspanning voor de mengbuis van punt a en de regelspanning voor de M.F. buis van punt c afgenomen (deze laatste wordt nog door R_5 en C_5 gefilterd).

Op deze wijze is een gecombineerde uitgestelde en niet uitgestelde automatische volumeregeling verkregen, daar de regelspanning aan de M.F. buis niet is uitgesteld. Deze schakeling bevat ook een tegenkopeling van de luidsprekerketen naar het rooster van de L.F. voorversterkingsbuis EBC 3 (zie hoofdstuk XXVI). Daar voor de juiste werking van de schakeling de kathode van de EBL 1 aan aarde moet liggen, wordt de negatieve voorspanning van het penthodegedeelte van deze buis verkregen door den spanningsval in den weerstand in de negatieve leiding van den anodevoedingsgelijkrichter.

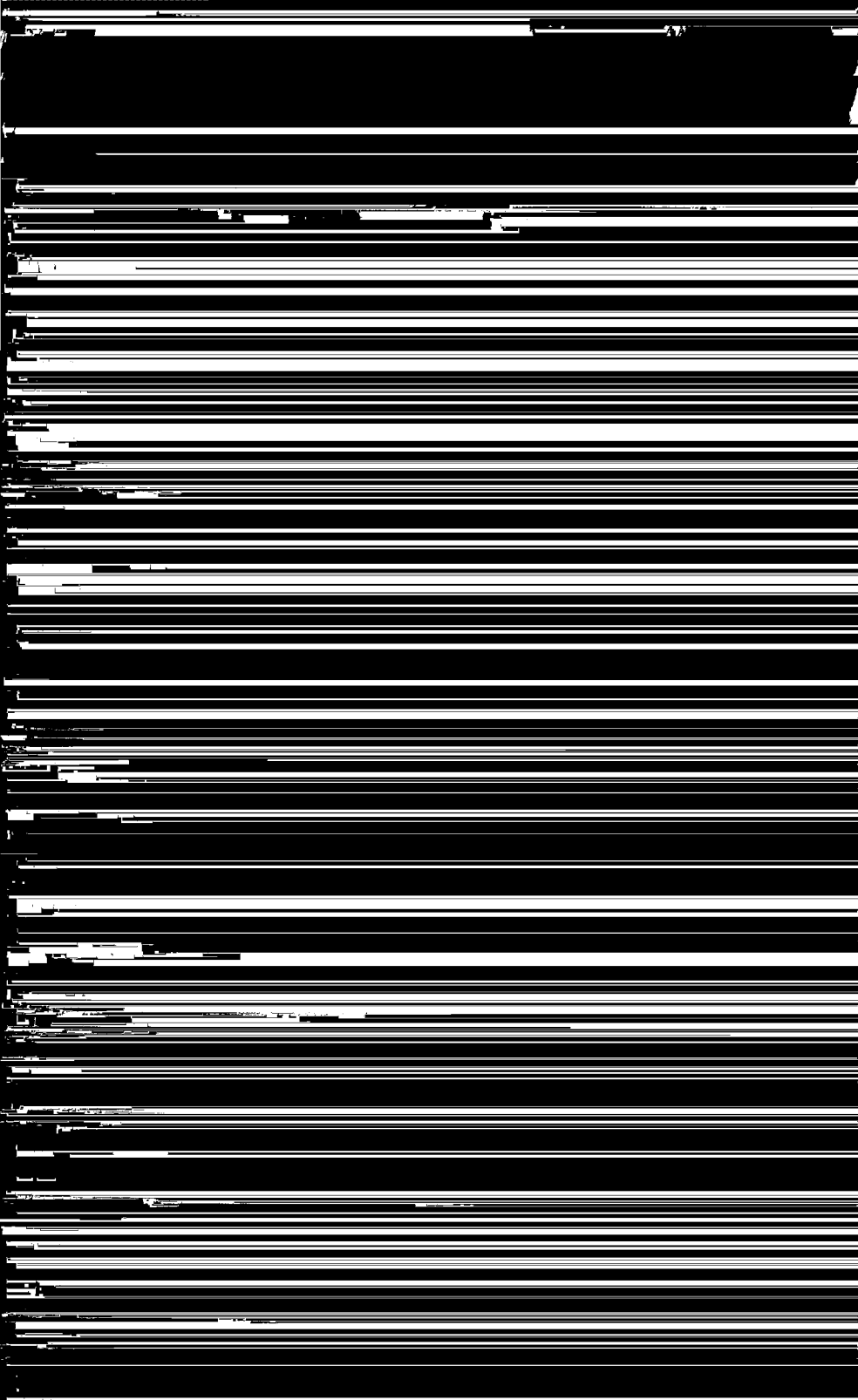
Voor het berekenen van de werking van deze schakeling dient men te bedenken, dat de kathode van de diode d_1 ongeveer 3 V positief t.o.v. aarde is en men hiermee rekening moet houden bij het bepalen van de draaggolfspanning, waarbij de automatische volumeregeling begint te werken. Wanneer de draaggolfspanning op het oogenblik van inzetten van de automatische volumeregeling bijv. 10 V moet zijn, is de spanning tusschen punt c en aarde $3 - 10\sqrt{2} = -11$ V; men moet dus deze waarde voor V_{c1} in vergelijking (1) invullen.

Het punt c is bij afwezigheid van een draaggolfspanning aan de diode d_1 positief t.o.v. aarde. De potentiaal van dit punt is dan gelijk aan $V_k \frac{R_2}{R_2 + R_4}$, daar de kathode van de EBC 3 positief is en punt a nagenoeg op aardpotentiaal ligt (de diode d_2 is dan geleidend en haar

















HOOFDSTUK XXIII

De ruisch van versterkingsbuizen

§ 1. Algemeene beschouwingen over den ruisch en in het bijzonder over den ruisch van buizen ¹⁾

De ruisch is een bekend verschijnsel, dat bij radio-ontvangst vaak storend werkt en de gevoeligheid van het toestel dikwijls op ongewenschte wijze beperkt. De ruisch vindt voornamelijk in den eersten trap van het toestel zijn oorsprong: de antenne en de kringen, die aan de eerste buis voorafgaan, evenals de eerste versterkingsbuis zelf, hebben hierin hun aandeel.

De ruisch kan in feite aan twee oorzaken worden toegeschreven:

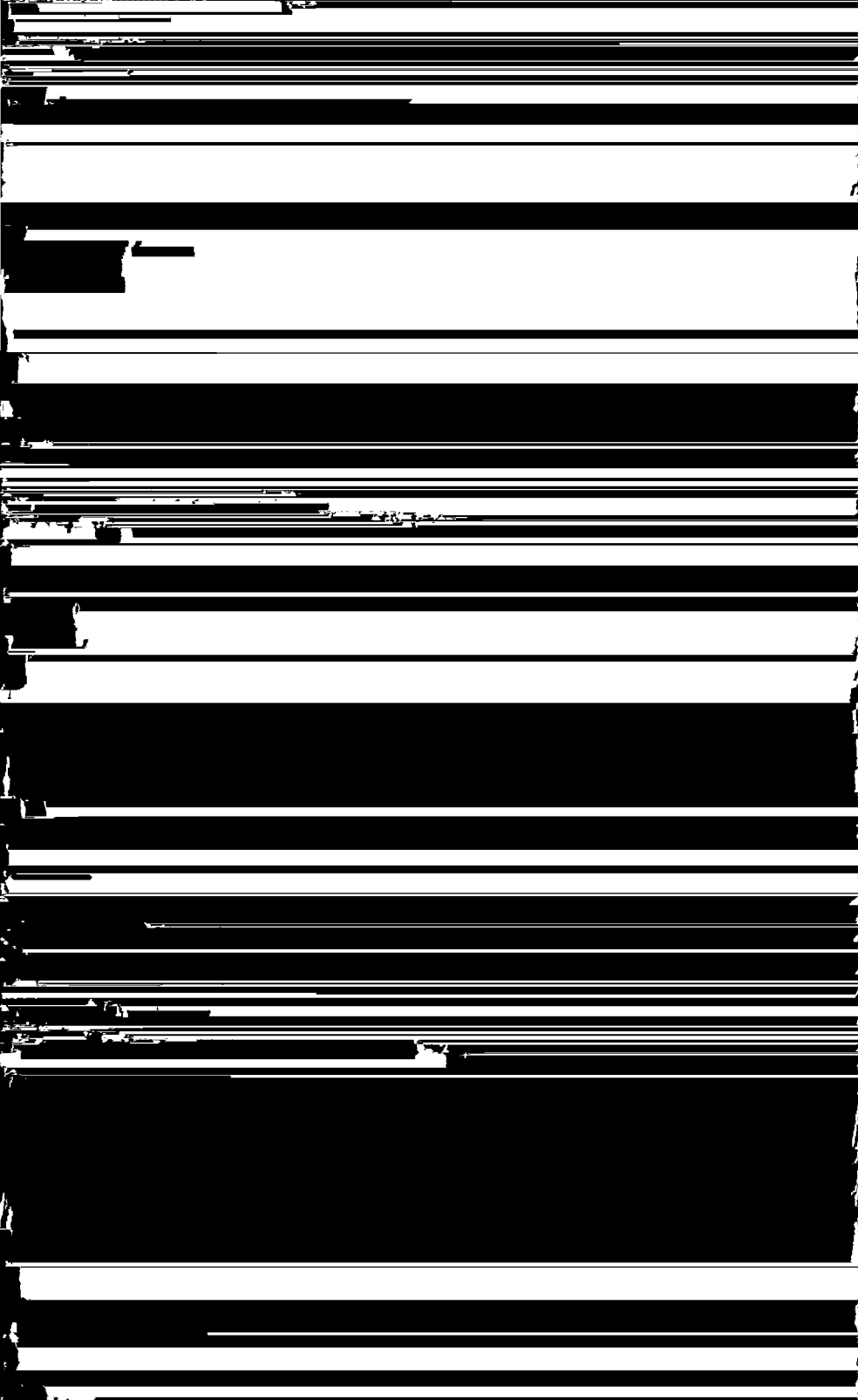
- 1) aan willekeurige bewegingen van de electronen (**warmtebeweging**) in verschillende stroomketens;
- 2) aan de onregelmatigheid van den overgang der electronen van de kathode naar de anode van de ontvangbuis.

Overal waar, onder invloed van een electromotorische kracht, een electricische stroom kan vloeien, is de electriciteit steeds spontaan in beweging, ook bij afwezigheid van zulk een EMK, omdat de electronen, die de geleiding mogelijk maken, deelnemen aan de warmtebeweging der atomen (zie hoofdstuk II), d.w.z. een eigen thermische snelheid bezitten (zie hoofdstuk IV). Deze thermische electronenbewegingen zijn volkomen onregelmatig, met als gevolg, dat er gemiddeld over korte tijden een overschot van electronenbeweging zal bestaan in de eene richting of de andere: men spreekt dan van de **thermische stroom- of spanningsfluctuaties**.

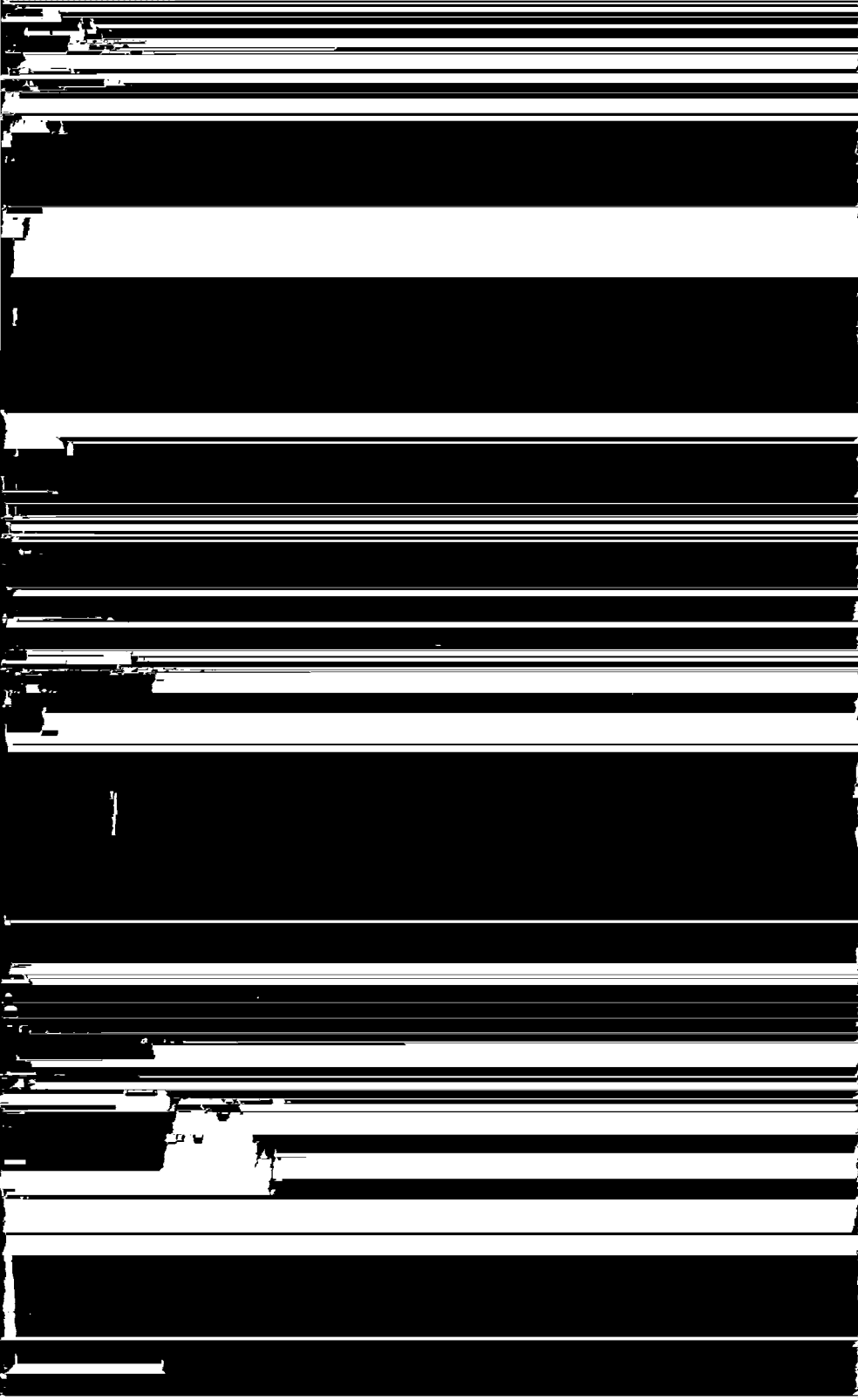
Wanneer onder invloed van bijv. een sinusvormige EMK een regelmatig wisselende zwermbeweging van electriciteitsdeeltjes gesuperponeerd wordt op genoemde onvermijdbare ongeordende beweging, zal men die regelmatige beweging slechts kunnen onderscheiden, ongeacht de toegepaste versterking, indien zij voldoende groot is in vergelijking met die onregelmatige beweging. Een storing door ruisch treedt dus in de eerste plaats bij zwakke signalen op, waarbij de door de wisselende EMK veroorzaakte zwermbeweging niet meer groot is t.o.v. de ongeordende bewegingen, die den ruisch ten gevolge hebben.

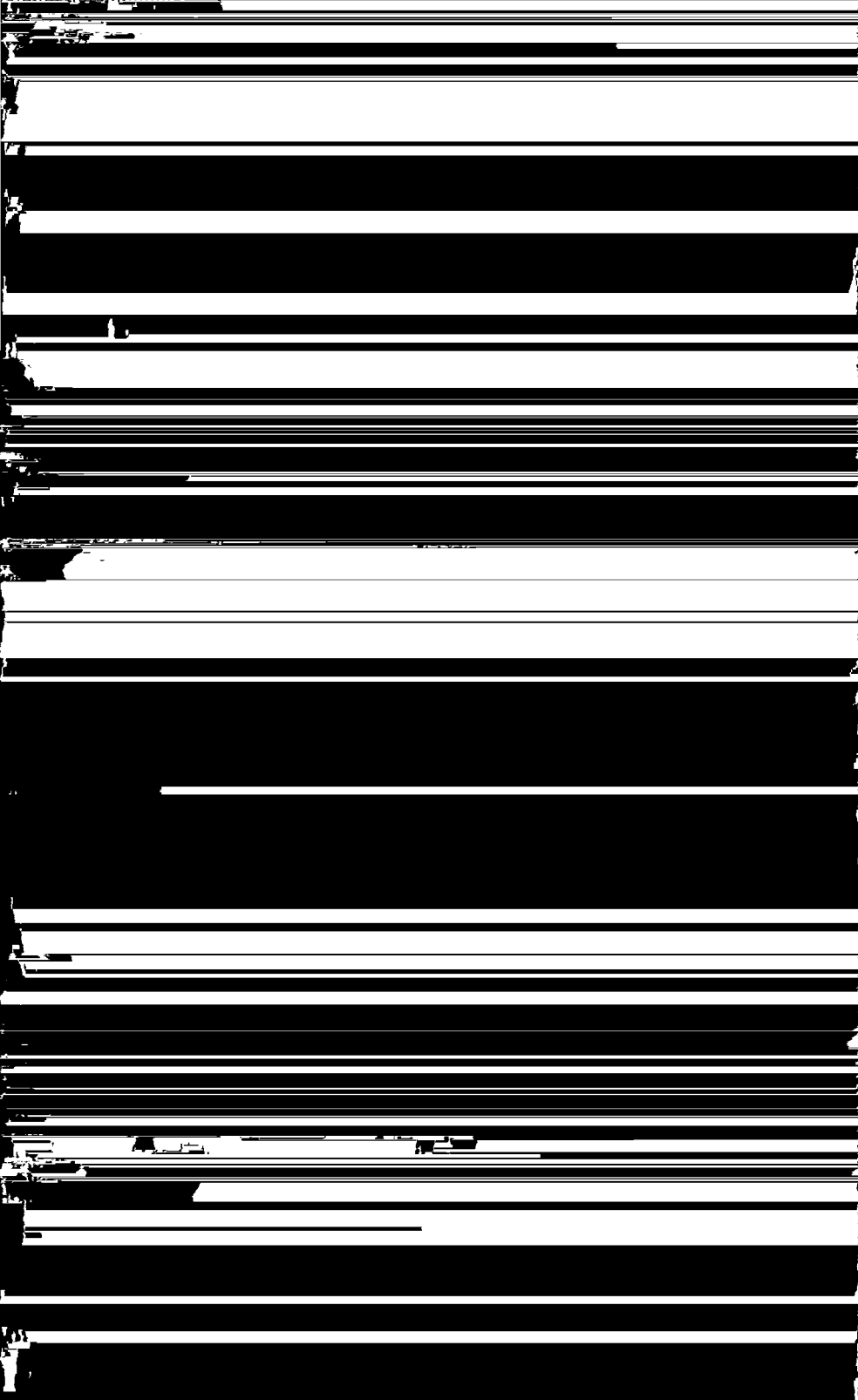
De intensiteit van de thermische fluctuaties hangt samen met de ther-

¹⁾ Zie ook de artikelen van M. Ziegler in het Philips' Technisch Tijdschrift, 2 (1937), blz. 136—141, 2 (1937), blz. 329—344 en 3 (1938), blz. 193—201.









van de effectieve waarde van den ruisch ook tweemaal zoo groot zal worden. In het algemeen zal dit kwadraat dus evenredig zijn met de breedte van den uitgesneden frequentieband. In de practijk kan men slechts bij uitzondering van „uitsnijden” spreken, daar een weergavekromme in werkelijkheid niet rechthoekig, maar volgens een vloeiende lijn verloopt. Men kan de kromme dan echter toch in gedachten vervangen door een iets smalleren, zuiver rechthoekigen band, die, wat den ruisch betreft, gelijkwaardig is aan de werkelijke kromme (zie fig. 282). We zullen deze bandbreedte effectieve bandbreedte noemen.

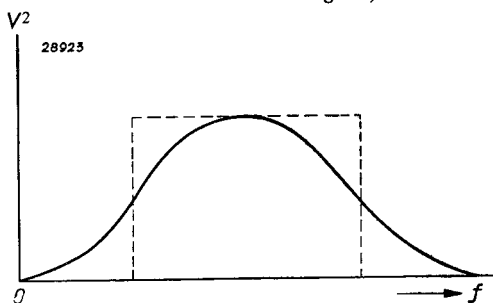


Fig. 282

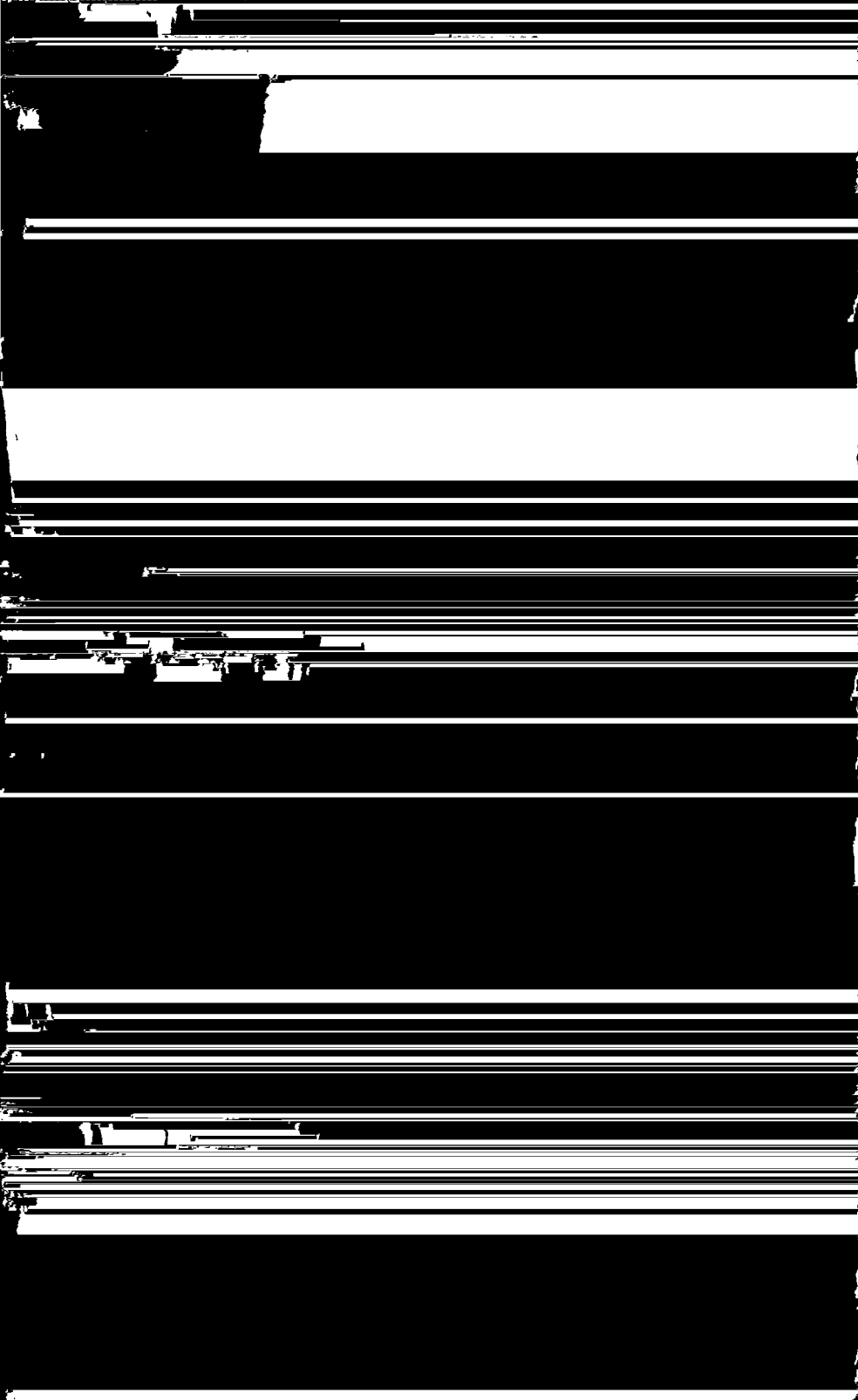
Getrokken lijn: Verloop van een weergavekromme.

De gestippelde rechthoek stelt een kromme met een iets smalleren band voor, die, wat den ruisch betreft, gelijkwaardig is aan de werkelijke kromme.

§ 3. Sterkte van den ruisch

Niet alleen bij het sommeeren van twee ruischstroomen van verschillende frequenties moeten wij de kwadraten optellen, ook bij het sommeeren van twee onderling onafhankelijke ruischstroomen van gelijke frequentie is dit het geval. Wanneer twee stroomen van gelijke frequentie in fase zijn, moeten wij ze nl. rechtstreeks optellen, zijn ze in tegenfase, dan moeten wij ze van elkaar aftrekken. Is hun faseverschil echter willekeurig, zooals met twee onderling onafhankelijke ruischstroomen het geval is, dan kunnen wij het faseverschil als gemiddeld gelijk aan 90° opvatten, waardoor wij de stroomen weer kwadratisch bij elkaar moeten optellen. Wij kunnen hiermee bepalen, op welke wijze de ruischstroom van de stroomsterkte afhangt.

Bij beschouwingen over den ruisch van buizen is het gebruikelijk, uit te gaan van het eenvoudigste geval, de verzadigde diode, en andere gevallen hiermee te vergelijken. Stel, dat twee dioden aan elkaar parallel geschakeld worden, waarvan de eene een anodegelijkstroom I_1 en de andere een anodegelijkstroom I_2 heeft. Deze parallelschakeling levert dan een resulterenden anodegelijkstroom $I = I_1 + I_2$ op. Dit is hetzelfde als wanneer men den stroom door een diode op een of andere wijze zou vergrooten. Met den anodegelijkstroom I_1 komt een ruischstroom I_{R1} en met den anodegelijkstroom I_2 een ruischstroom I_{R2} overeen. Nu moeten de kwadraten van de ruischstroomen van twee parallel



§ 4. Vergelijking tusschen den ruisch der buizen en dien der kringen

De ruisch van een ontvangtoestel wordt niet alleen door de buizen veroorzaakt. De thermische fluctuaties in weerstanden en trillingskringen zijn eveneens in belangrijke mate voor den totalen ruisch verantwoordelijk. De onregelmatige warmtebewegingen van de electronen in een weerstand kunnen naar buiten worden beschouwd als veroorzaakt te zijn door een electromotorische kracht in serie met den weerstand (deze EMK is onafhankelijk van de soort weerstand). De thermische fluctuaties in den weerstand komen dus overeen met spanningen tusschen de einden van dezen weerstand. De onregelmatig fluctueerende ruischspanning is des te grooter, naarmate de weerstand een hoogere waarde heeft. Zooals gemakkelijk afgeleid kan worden¹⁾, is het kwadraat van de ruischspanning evenredig met de waarde van den weerstand. De ruisch, die door een trillingskring wordt veroorzaakt, is even sterk als die, welke door een zuiveren gelijkstroomweerstand wordt veroorzaakt met dezelfde waarde als de impedantie van den trillingskring in resonantie. Voor normale radiotoestellen is vooral de ruisch van dezen oorsprong van belang. Voor de ruischspanning aan de klemmen van een weerstand geldt de formule:

$$(5) \quad V_R^2 = 4kTRB,$$

waarin: V_R = ruischspanning in V;

k = constante van Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23}$ joule/graad);

T = absolute temperatuur in graden;

R = weerstand in ohm;

B = bandbreedte in Hz.

Indien voor T in deze formule 293° K (20° C) wordt ingevuld, verkrijgt men:

$$(6) \quad V_R^2 = 1600 RB \cdot 10^{-23}.$$

Bij een bandbreedte van 10 000 Hz vindt men voor een weerstand van 100 000 Ω een ruischspanning van 4μ V.

Ten einde den ruisch, die door de buizen, en den ruisch, die door de kringen wordt veroorzaakt, op gemakkelijke wijze onderling te kunnen vergelijken of bij elkaar op te tellen, stelt men den buisruisch dikwijls voor door een vervangingsweerstand in de roosterketen, waarvan de ruischspanning gelijk is aan de aequivalente ruischspanning aan het rooster van de buis. Een buis, die een sterken ruisch veroorzaakt, kan men dus door een grooten weerstand voorstellen en een buis, die slechts

¹⁾ Zie Philips Technisch Tijdschrift 2, 1937, pag. 139.

weinig ruisch veroorzaakt, door een kleinen weerstand. Men noemt de waarde van dezen weerstand den **aequivalenten ruischweerstand** van de buis.

De waarde van den aequivalenten ruischweerstand volgt uit de vergelijkingen (4) en (5), en wel wordt hiervoor gevonden, door V_R^2 van verg. (4) gelijk te stellen aan V_R^2 van verg. (5) en R in verg. (5) te vervangen door R_{aeq} :

$$(7) \quad R_{\text{aeq}} = \frac{F^2 e}{2kT} \frac{I_a}{S^2} = K \frac{F^2 I_a}{S^2}.$$

Hieruit volgt, dat de aequivalente ruischweerstand R_{aeq} recht evenredig is met den anodestroom en omgekeerd evenredig met het kwadraat van de steilheid. Deze weerstand hangt dus af van de instelling van de buis; hij neemt toe bij stijgende negatieve roostervoorspanning.

Als men de ruischweerstanden voor verschillende gevallen heeft bepaald, staan de ruischspanningen tot elkaar als de wortels uit de verhouding tusschen de betrokken ruischweerstanden, daar, volgens vergelijking (5) de ruischspanning aan een weerstand evenredig is met den wortel uit de waarde van dien weerstand.

§ 5. Verhouding tusschen de signaalsterkte en den ruisch

De hinderlijkheid van den ruisch wordt bepaald door de verhouding tusschen de grootte van den ruisch en de sterkte van het ontvangen signaal.

Ten einde den ruisch te kunnen vergelijken met het ontvangen signaal, is het het eenvoudigst, den ruisch door een aequivalente spanning V_R aan het rooster van de buis te vervangen en de verhouding tusschen deze spanning en de signaalspanning V_i te bepalen. Deze verhouding (V_R/V_i) wordt dan **ruisch-signaalverhouding** genoemd en kan als maatstaf dienen voor de beoordeeling van de kwaliteit van de ontvangst, wat den ruisch betreft.

Uit vergelijking (4) blijkt, dat de aequivalente ruischspanning aan het rooster van een buis recht evenredig is met den wortel uit den anodestroom en omgekeerd evenredig met de steilheid. Als men de negatieve roosterspanning vergroot, neemt volgens (4) de aequivalente ruischspanning toe, daar de steilheid sterker afneemt dan de wortel uit den anodestroom. Dit komt ook in vergelijking (7) tot uitdrukking, waarbij reeds aangeduid werd, dat de aequivalente ruischweerstand afhankelijk is van de instelling van de buis. De betrekking tusschen den ruischweerstand en de ruischspanning is vastgelegd door vergelijking (6), en het is dus duidelijk, dat beide van de instelling van de buis afhankelijk zijn.



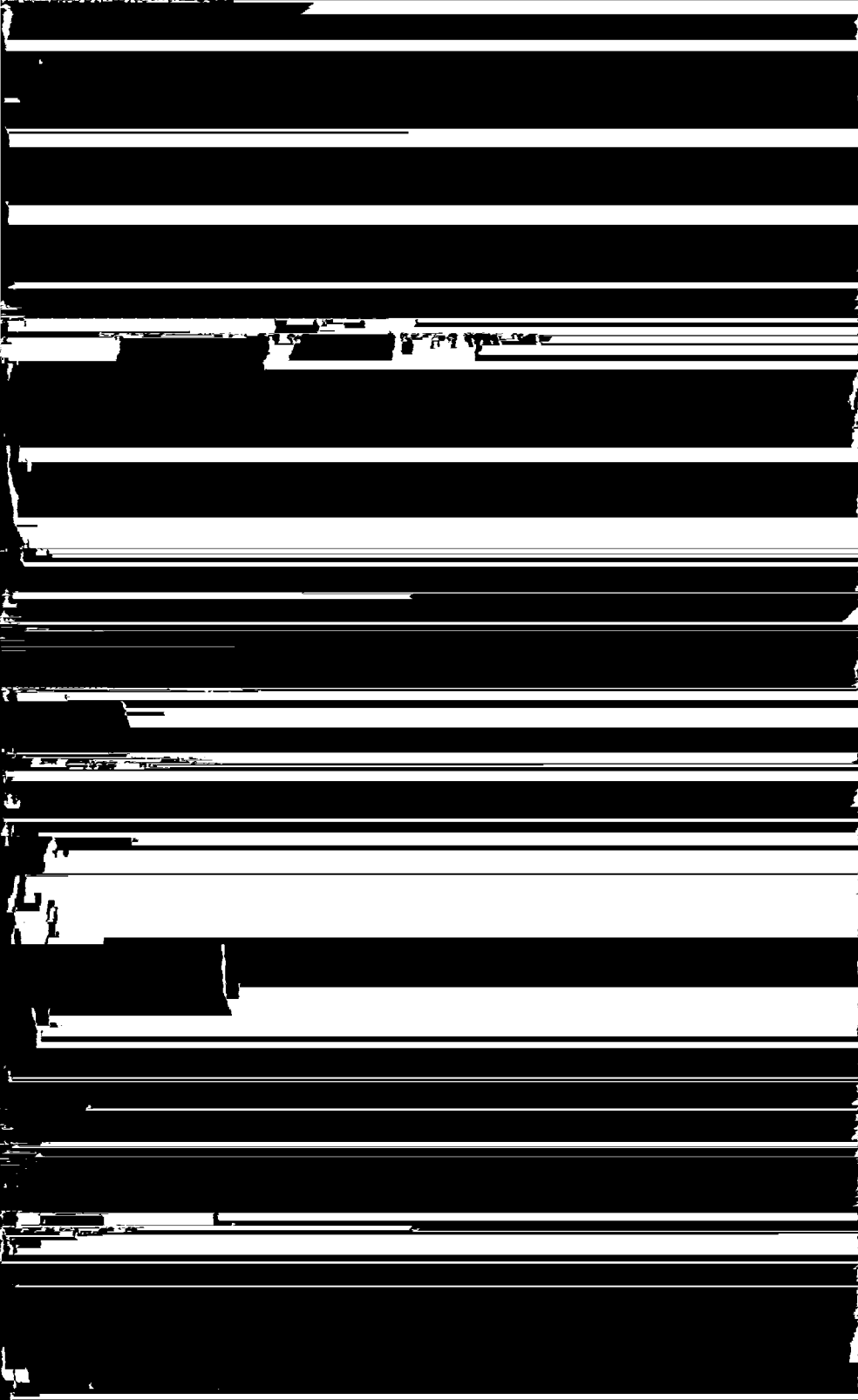
Dit komt overeen met een verhouding tusschen ruisch en signaal van ca. 1 : 1200.

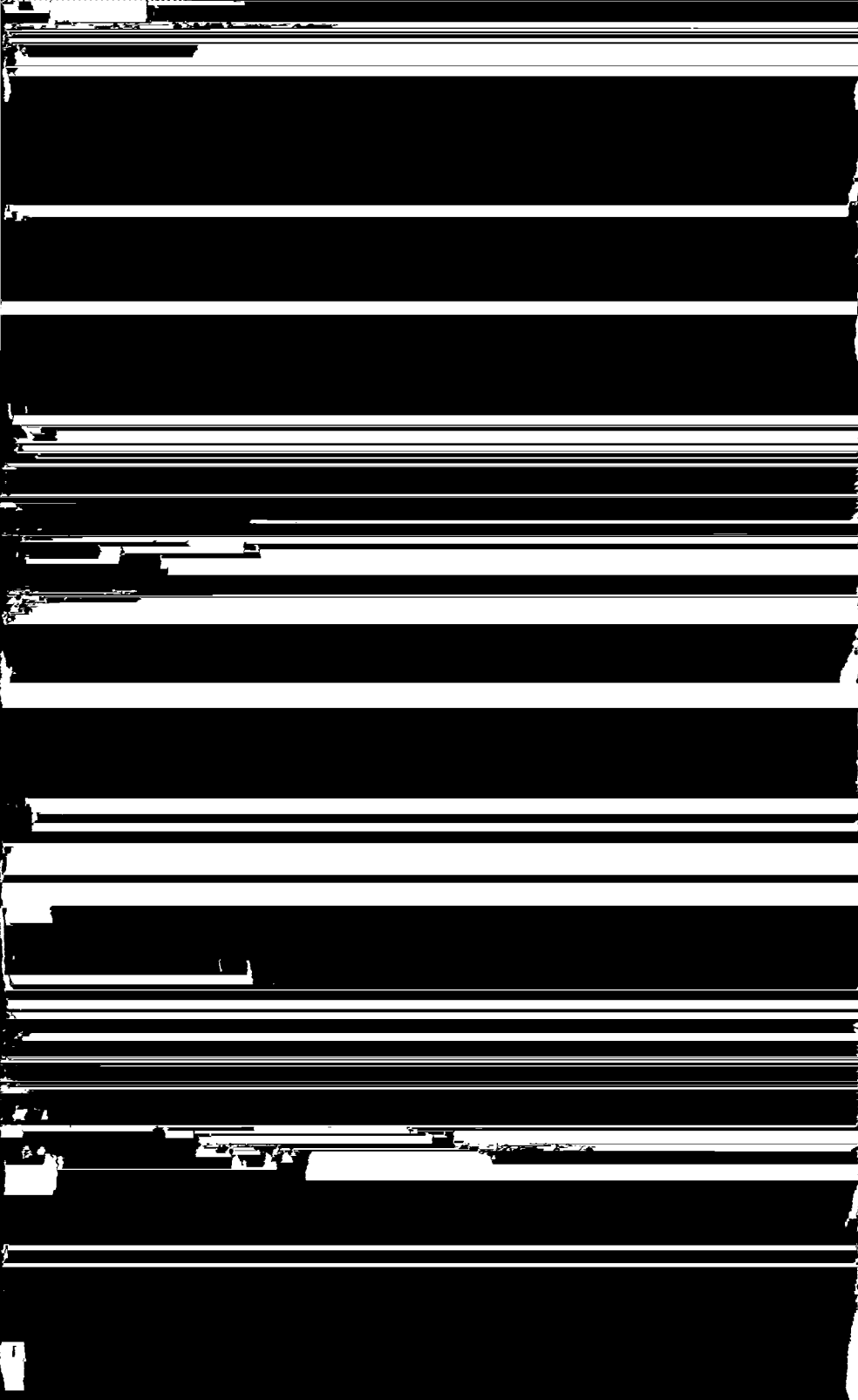
Bij toepassing van een EF 8 op een golflengte van 15 m en een kringimpedantie in de orde van grootte van 10 000 Ω , dus bij een totalen ruischweerstand van 13 000 Ω , zou de ontvangst vrij van ruisch zijn bij een signaal van:

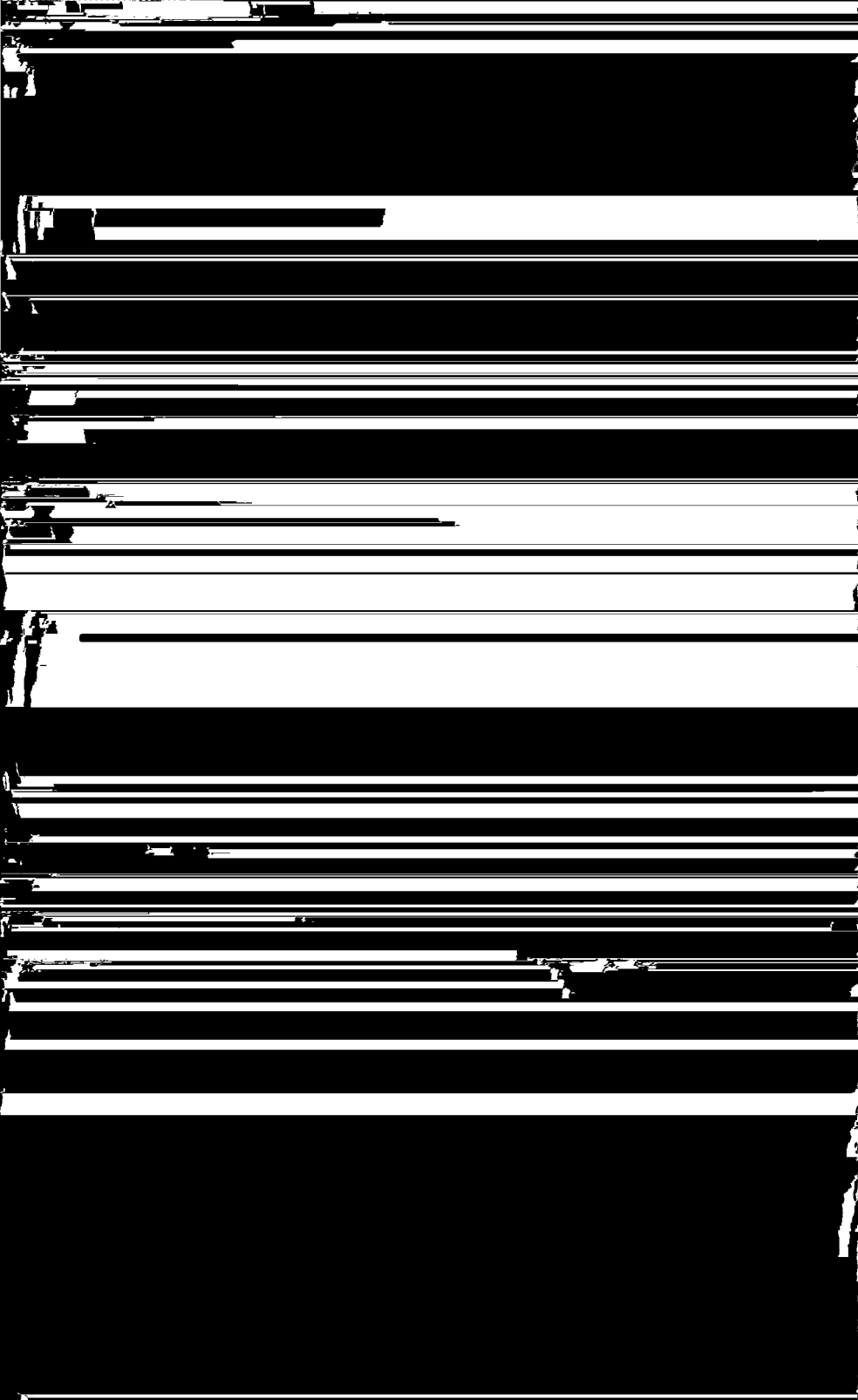
$$E = 10^{-5} \sqrt{13\,000} = \text{ca. } 1,14 \text{ mV.}$$

Dit signaal zou dus aan het rooster van de EF 8 aanwezig moeten zijn. Een signaal, dat ongeveer 70 keer zoo zwak is, is nog juist verstaanbaar. Een ruischarme H.F.buis heeft in de practijk alleen zin voor kortegolf-ontvangst. In de andere golflengtegebieden is de kringimpedantie, die aan de buis voorafgaat, zoo groot (bijv. 100 000 Ω), dat de ruisch van den eersten trap vrijwel uitsluitend door de warmtebeweging in den kring wordt veroorzaakt. Indien de aequivalente ruischweerstand van 15 000 Ω van een normale H.F. buis op die van ca. 3000 Ω van een ruischarme buis zou worden verminderd, zou men dit nauwelijks kunnen vaststellen. In het algemeen kan men zeggen, dat de aequivalente ruischweerstand van de eerste buis van een ontvangtoestel klein moet zijn ten opzichte van de impedantie van den ingangskring, die aan het rooster van deze buis is aangesloten. Bij ultrakortegolfontvangst, waarbij de kringimpedanties meestal zeer klein zijn, zal men om deze reden zoeken naar buizen met een zeer lagen aequivalenten ruischweerstand, en ook om deze reden worden speciale ultrakortegolfontvangbuizen geconstrueerd, die bij een zoo laag mogelijken anodegelijkstroom een zoo hoog mogelijke steilheid bezitten ¹⁾. Voorbeelden van dergelijke buizen zijn bijv. de penthode EF 50 met een aequivalenten ruischweerstand van ongeveer 1400 Ω , en de dubbele penthode EFF 50, waarvan elk penthodesysteem een aequivalenten ruischweerstand van 600 Ω heeft.

¹⁾ Zoodat het quotiënt $\frac{\sqrt{I_a}}{S}$ of $\frac{I_a}{S^2}$ klein is — zie vergelijking (4) en (7).







(enkele kring of bandfilter), de grootte van het uitgangssignaal en dus de versterking, terwijl de terugwerkingsimpedantie den invloed van de uitgangswisselspanning op de ingangswisselspanning en dus op de versterking aangeeft.

De ingangs- en de uitgangsimpedantie kunnen worden opgevat als de parallelschakeling van een weerstand — de ingangs- of de uitgangsweerstand, ook wel de rooster- of de anodeweerstand van de buis genoemd — en een capaciteit — de ingangs- of de uitgangscapaciteit. In het kortegolfgebied zijn de rooster- en de anodeweerstanden aanmerkelijk kleiner dan in het lange- en het middengolfgebied. De vermindering van den roosterweerstand moet worden toegeschreven aan drie omstandigheden, nl.:

- 1) looptijd der electronen (vertragingen, die ontstaan door de looptijden van de electronen tusschen de electroden,
- 2) zelfinducties van toevoerleidingen van electroden en inductieve en capacitieve koppelingen tusschen de toevoerleidingen onderling, en
- 3) diëlectrische verliezen in de isoleerende materialen.

De vermindering van den anodeweerstand moet worden toegeschreven aan de hierboven onder 2) en 3) voor den roosterweerstand vermelde oorzaken.

De aanmerkelijke terugwerking van de anode op het stuurrooster in het kortegolfgebied heeft in principe dezelfde oorzaken als de anodeweerstand, d.w.z. zelfinducties van de toevoerleidingen, wederzijdsche inducties en capaciteiten tusschen toevoerleidingen en electroden.

a) **De invloed van den looptijd der electronen op den ingangsweerstand**

Tot nu toe werd steeds aangenomen, dat er geen tijdsverschil tusschen de spanningsveranderingen op de electroden en de daardoor veroorzaakte stroomveranderingen bestaat. Dit is echter alleen het geval indien de looptijd van de electronen in de buis te verwaarloozen is t.o.v. den trillingstijd van de spanningsveranderingen. Onder looptijd is te verstaan de tijd, dien een electron noodig heeft om zich in de luchtledige ruimte van de buis van het eene punt naar het andere te verplaatsen. Deze tijd zal steeds een eindige, hoewel uiterst kleine, waarde hebben, en speelt bij normale frequenties geen rol. Wanneer echter de tijdsduur, dien een electron noodig heeft om zich te verplaatsen, van de orde van grootte van de periode van de te versterken frequentie is, zal er een ingangsweerstand ontstaan, welke een extra demping van den op het stuurrooster aangesloten kring zal veroorzaken.

De looptijden veroorzaken nl. een fasedraaiing van den stroom naar een electrode ten opzichte van den stroom, die bij oneindig korten

looptijd zou vloeien. Normalerweise is de ingangsimpedantie zuiver capacitef, zoodat tusschen rooster en kathode alleen een wisselstroom vloeit, die 90° in fase t.o.v. de spanning voorijlt. Ten gevolge van de looptijden wordt deze voorijling kleiner. De wisselstroom tusschen stuurrooster en kathode krijgt daardoor een component, die in fase is met de spanning, dus een wattcomponent, hetgeen beteekent, dat er een ingangsweerstand is ontstaan, waardoor de roosterkring dus wordt gedempt. Volgens Bakker en Strutt geldt voor dezen ingangsweerstand R_t door de looptijden bij benadering:

$$(6) \quad \frac{1}{R_t} = f S_k (\omega t_{kg})^2.$$

Hierin is f een factor, die ongeveer gelijk is aan $1/10$, S_k de steilheid van den totalen kathodestroom t.o.v. de roosterspanning, ω de cirkelfrequentie van de toegevoerde H.F. spanning en t_{kg} de looptijd van de electronen tusschen kathode en stuurrooster.

Uit formule (6) volgt, dat de ingangsweerstand bij benadering omgekeerd evenredig is met het kwadraat van de frequentie.

b) De invloed van zelfinducties van de toevoerleidingen van en inductieve en capaciteve koppelingen tusschen de leidingen onderling op den ingangs- en den uitgangsweerstand

Een grooten invloed op den ingangs- en den uitgangsweerstand hebben de zelfinducties en capaciteiten van de toevoerleidingen, waarvan de waarden weliswaar zeer klein zijn, doch die bij hooge frequenties niet meer kunnen worden verwaarloosd. Beschouwen we allereerst den ingangsweerstand van een penthode. De H.F. spanning tusschen rooster en kathode veroorzaakt door de steilheden van de buis H.F. stroomen in de anode-, schermrooster- en kathodeleidingen. Deze leidingen hebben zelfinducties en wederzijdsche inducties en door de er doorheen vloeien- de stroomen ontstaan H.F. spanningen op de verschillende electroden. Deze spanningen hebben stroomen door de buiscapaciteiten naar het stuurrooster ten gevolge, hetgeen den ingangsweerstand veroorzaakt. Zoo heeft de zelfinductie van de kathodeleiding al invloed op den ingangsweerstand. Beschouwt men een trillingskring, die is aangesloten op den ingang van een penthode, waarvan de kathodeleiding een zelfinductie L_k heeft (zie fig. 285), dan is de wisselspanning V_g tusschen stuurrooster en kathode bij benadering:

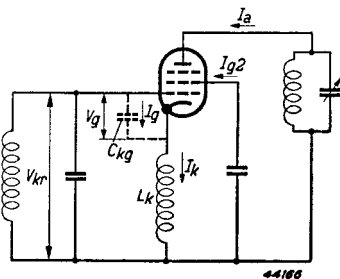


Fig. 285
H.F. penthode met afgestemden rooster- en anodekring en een zelfinductie L in de kathodeleiding.

$$(7) \quad V_g = V_{kr} - j\omega L_k I_k.$$

Hierin is V_{kr} de wisselspanning op den roostertrillingskring. De wisselstroom, die ten gevolge van de rooster-kathodecapaciteit C_{gk} naar het stuurrooster vloeit, is dan:

$$(8) \quad I_g = j\omega C_{gk} V_g = j\omega C_{gk} V_{kr} + \omega^2 L_k C_{gk} I_k.$$

Nu is de kathodewisselstroom I_k in de eerste benadering gelijk aan het product van de steilheid S_k van den kathodestroom en de spanning V_{kr} over den kring, dus:

$$(9) \quad I_k = S_k V_{kr}.$$

We krijgen dientengevolge uit (8) en (9):

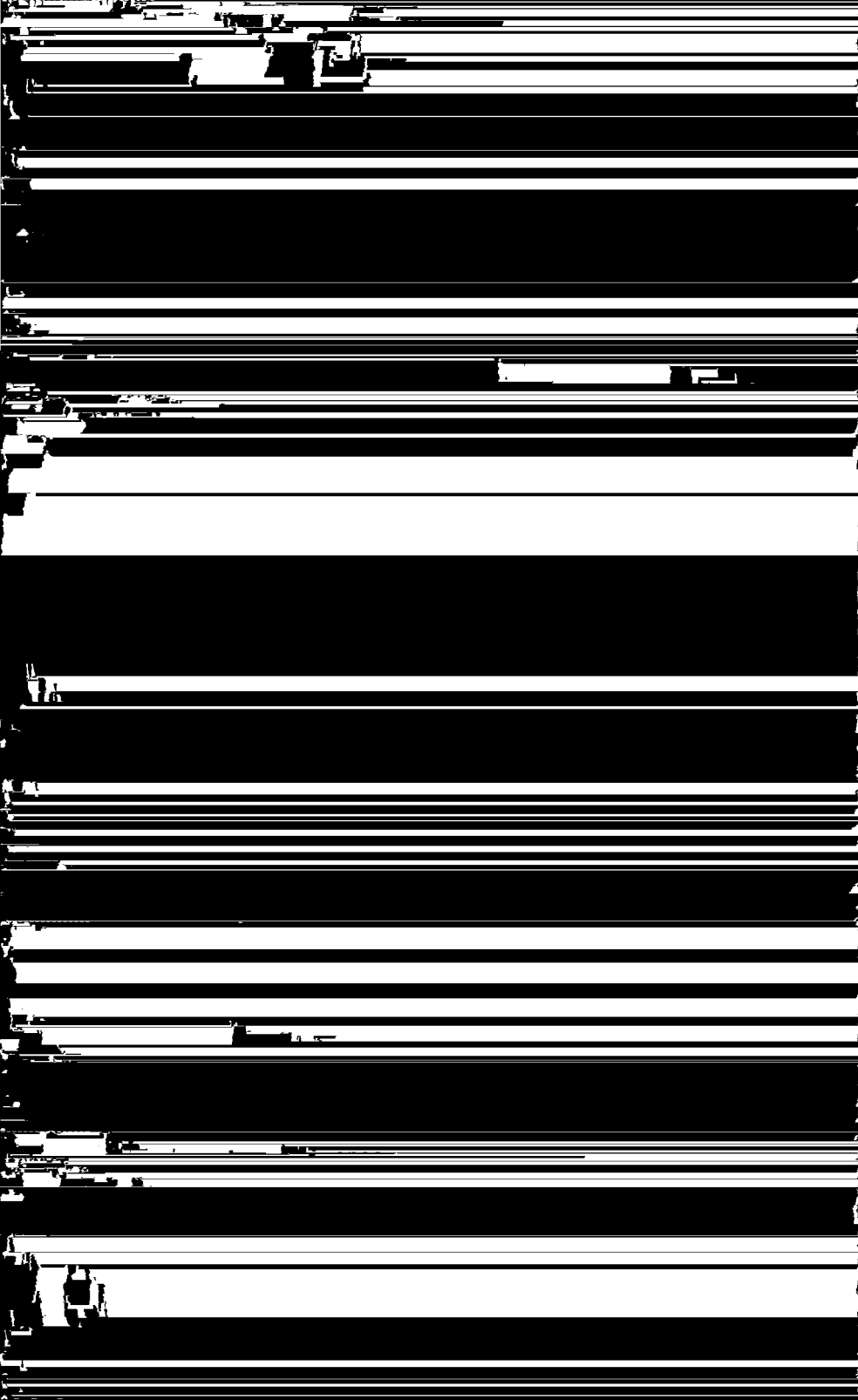
$$(10) \quad I_g = (j\omega C_{gk} + \omega^2 L_k C_{gk} S_k) V_{kr}.$$

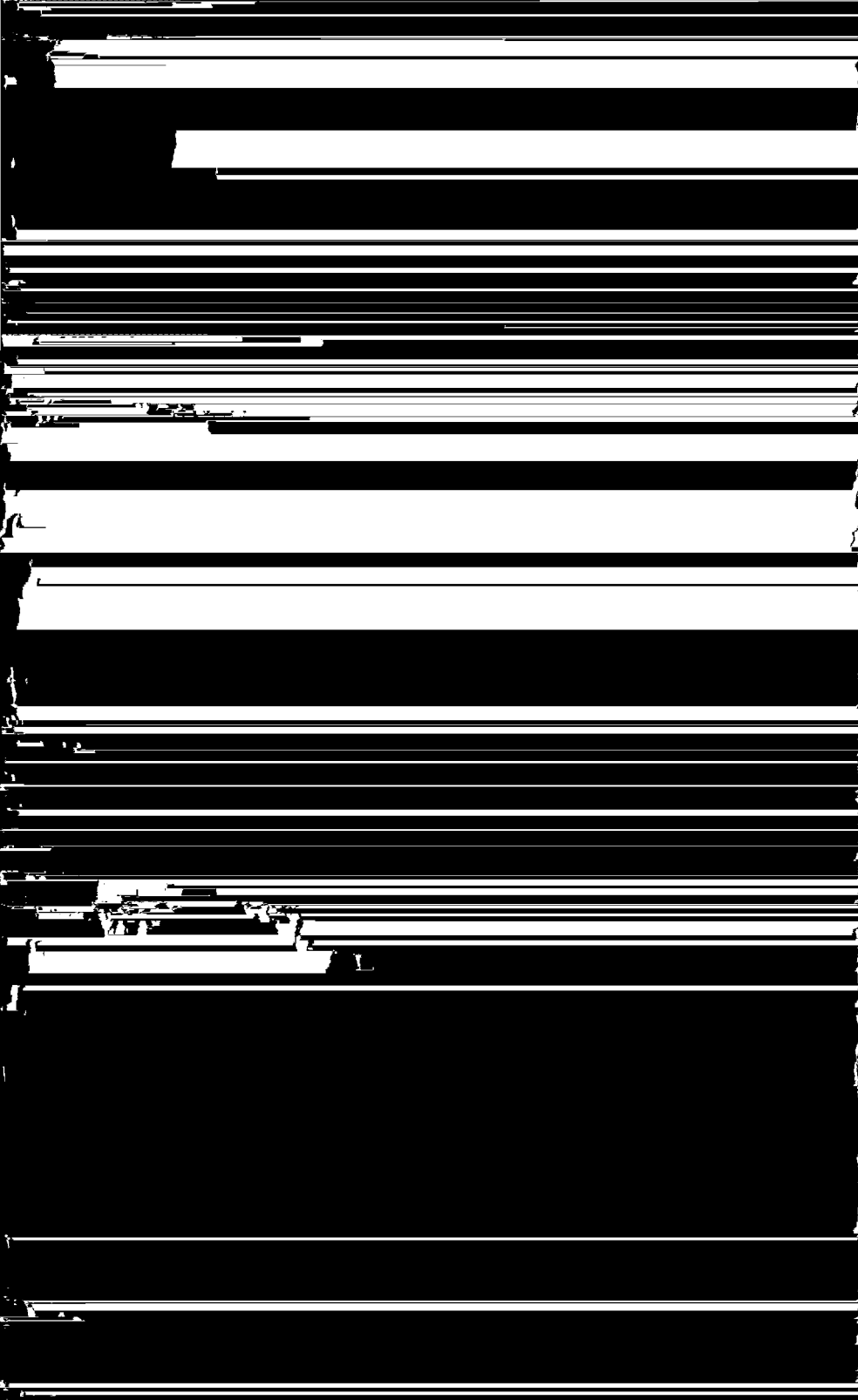
Ten gevolge van de zelfinductie L_k van de kathodeleiding, heeft de stroom I_g naar het rooster een component gekregen, die wordt voorgesteld door den onderstreepten term van vergelijking (10) en die in fase is met de wisselspanning op den kring. Er wordt dus energie aan den kring onttrokken. Deze benaderde stroomcomponent is gelijk aan dien, welke afkomstig zou zijn van de parallelschakeling aan den kring van een weerstand

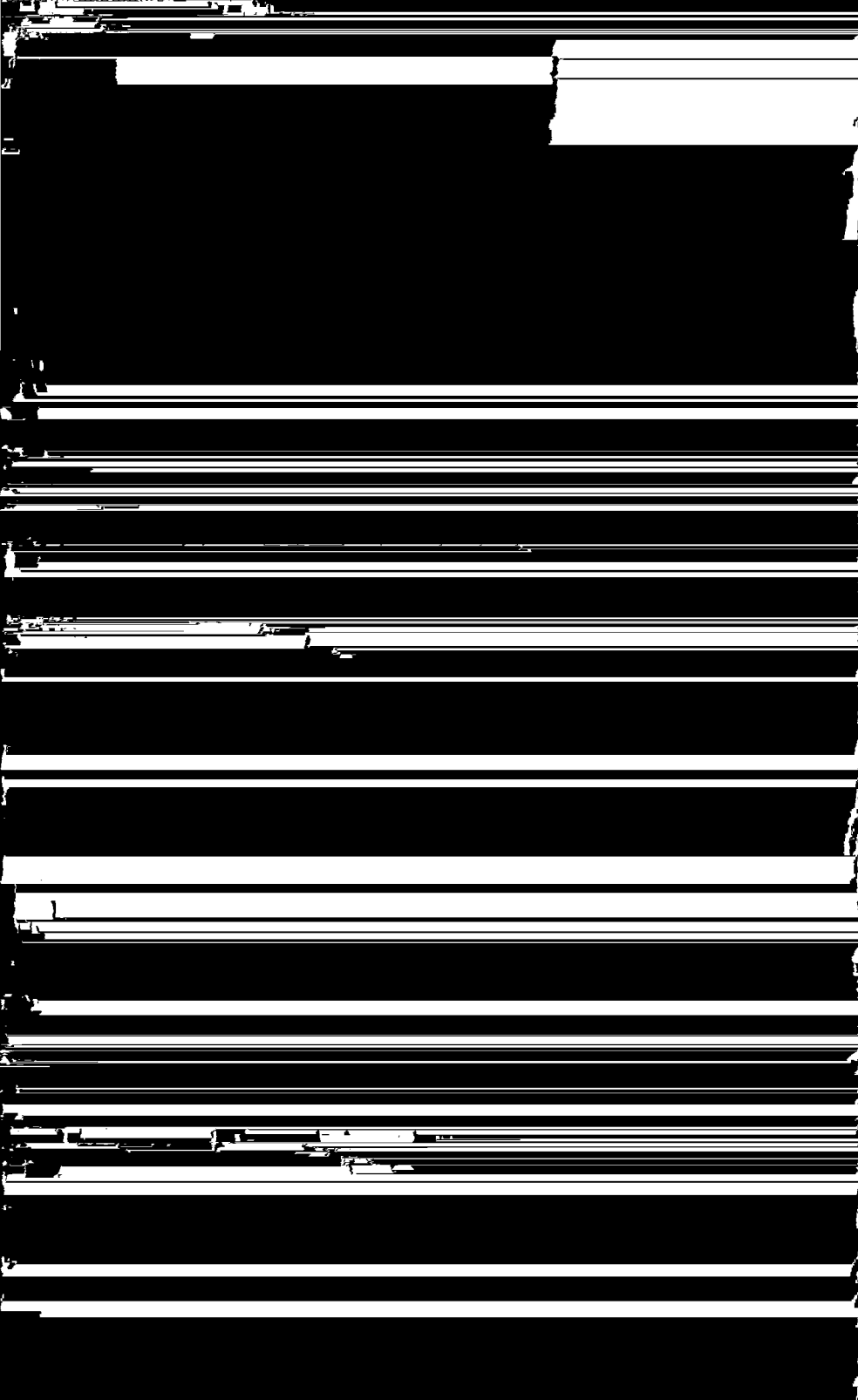
$$(11) \quad R_L = \frac{1}{\omega^2 L_k C_{gk} S_k}.$$

(De index L duidt aan, dat de zelfinductie van de kathodeleiding de oorzaak van dezen ingangsweerstand is.) Hij is volgens vergel. (11) omgekeerd evenredig met het kwadraat van de frequentie en met de steilheid van de buis.

Wat den uitgangsweerstand betreft, kan de volgende oorzaak aangewezen worden. Ten gevolge van de H.F. spanning V_a op de anode, vloeien er door de buiscapaciteiten (capaciteit tusschen de anode en de metalliseering tusschen de anode en het vangrooster en tusschen de anode en het schermrooster van een penthode) stroomen in de electrodeleidingen. Deze electrodeleidingen hebben zelfinducties en wederzijdsche inducties, en de H.F. stroomen, die er doorheen vloeien, veroorzaken een H.F. spanning tusschen kathode en aarde en tusschen rooster en aarde, dus ook tusschen kathode en rooster. Door de steilheid van het stuurrooster naar de anode loopt er, ten gevolge van deze H.F. spanning, een stroom naar de anode. Deze anodewisselstroom heeft een component, die in fase is met de anodewisselspanning. Deze stroomcomponent is gelijk aan dien, welke afkomstig zou zijn van een parallel-

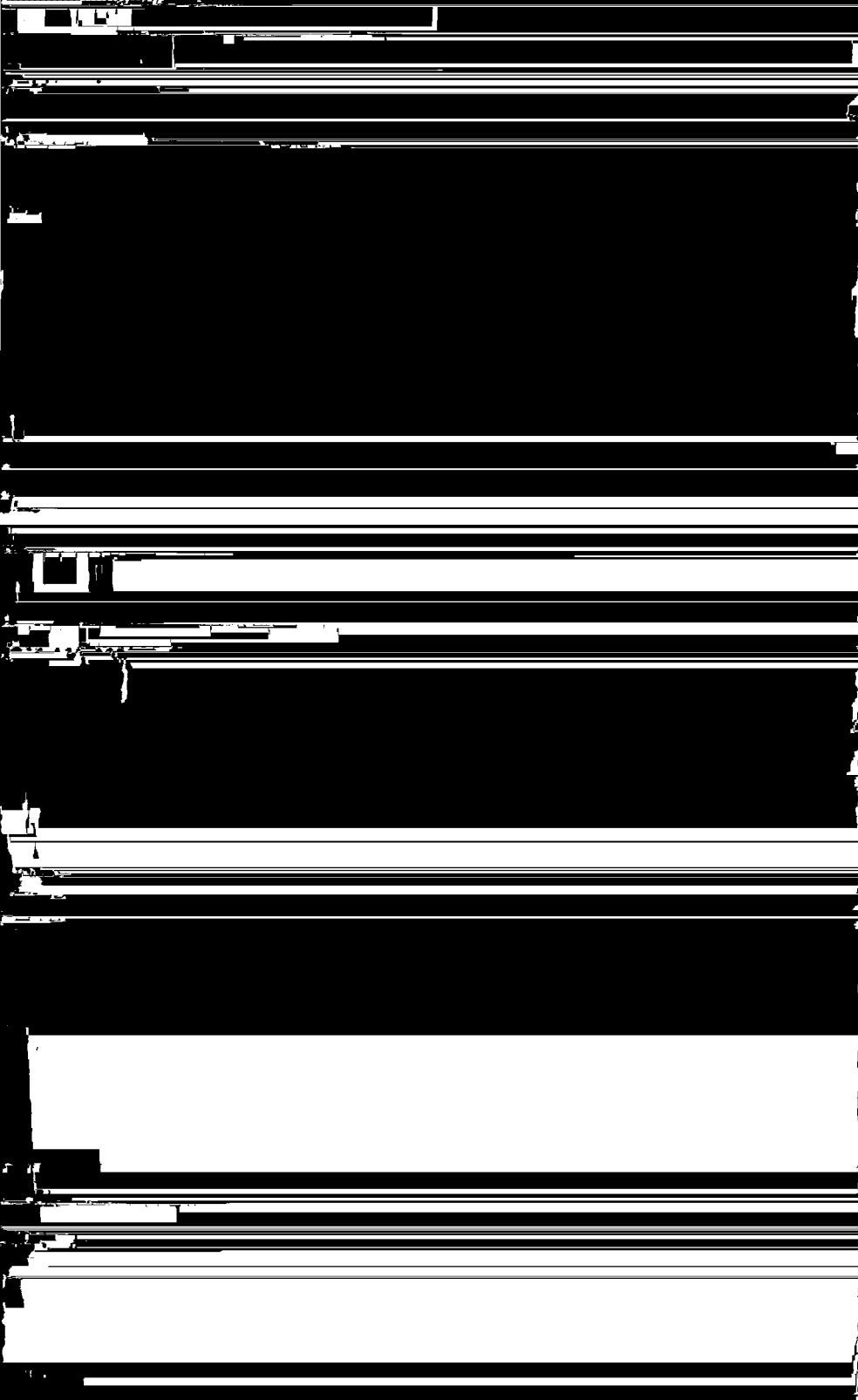




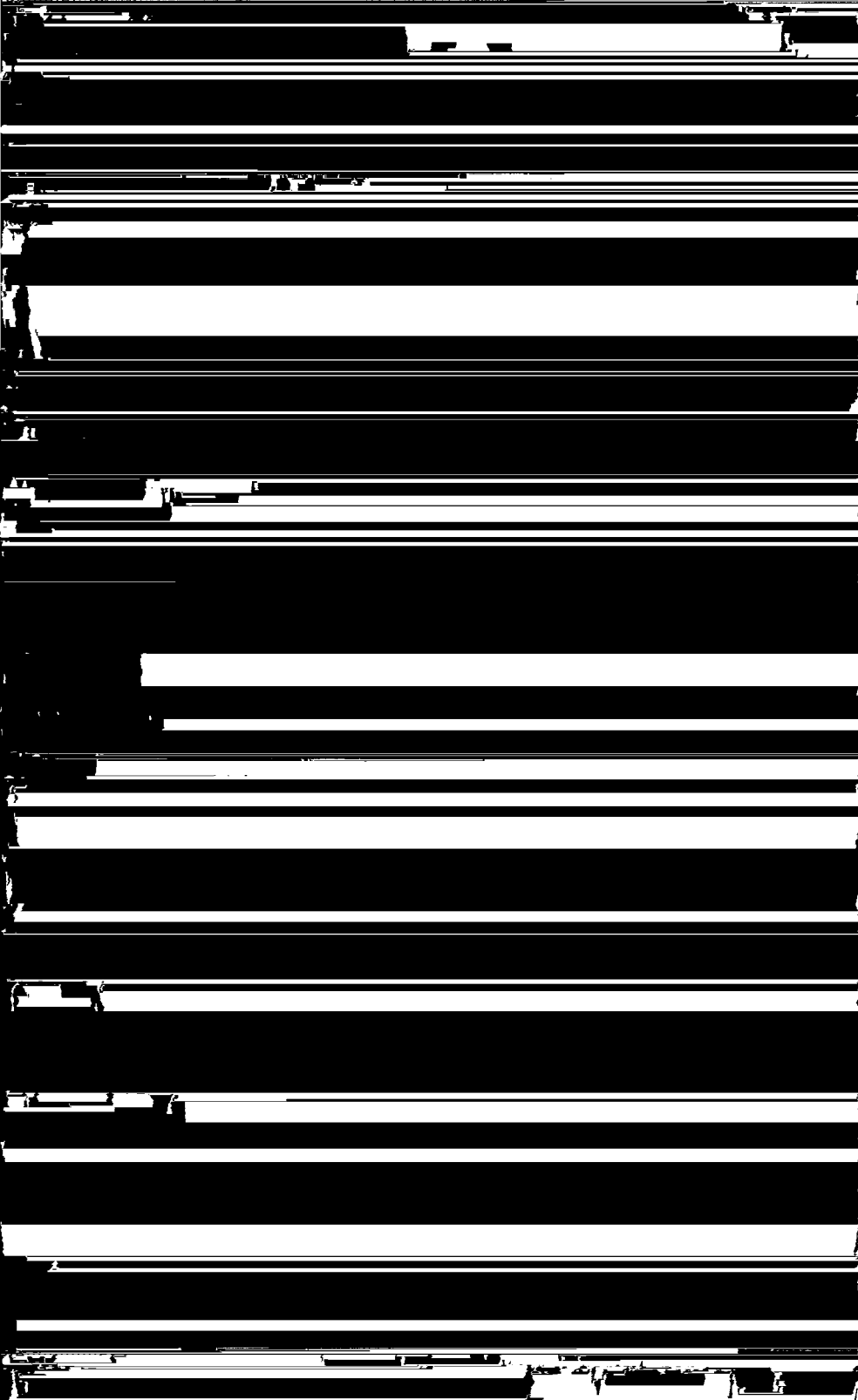












buizen wordt gevormd, evenals door de capaciteitsverandering bij regeling van de negatieve roosterspanning van een buis met variabele steilheid. Men zal bij vervaardiging van een toestel er vaak rekening mee dienen te houden, dat de buizen verwisseld moeten kunnen worden, zonder dat de kringen op ontoelaatbare wijze worden verstemd. Deze verstemming wordt relatief des te ongunstiger, naarmate de kringen beter en de toleranties en veranderingen van de buiscapaciteiten grooter zijn. Voor de Philips buizen kan de volgende eenvoudige regel worden gegeven: men make de kringen zoo goed, dat de impedantie ervan bij afstemming zoo veel keer duizend ohm is, als de golflengte meters bedraagt. Zoo moeten de kringen bij een golflengte van 12 m niet beter zijn dan $12\ 000\ \Omega$. Het is zeer wel mogelijk betere kringen te vervaardigen, maar bij verwisseling of regeling van de buizen zou de verstemming dan te ongunstig kunnen worden. De bovenstaande regel geldt voor golflengten van ongeveer 5—60 m, dus voor het geheele kortegolfg gebied. Het zij nog vermeld, dat een tweede beperking van de kwaliteit der kringen, door de beslist noodzakelijke bandbreedte voor de modulatiefrequenties, binnen den regel valt.

Zooals uit de gemeten resultaten uit de vorige paragraaf blijkt, zijn de impedantiewaarden van de buizen zoodanig, dat de kringimpedanties, die volgens den hierboven gegeven regel zijn gekozen, voor ongeveer 10 m en hooger weinig of niet door de buisimpedanties worden beïnvloed. Ook op kortere golven kunnen de normale Philips omroepontvangbuizen nog zeer goed worden toegepast, hoewel Philips hiervoor speciale buizen heeft ontworpen.

De terugwerkingsimpedantie is, ook bij de in aanmerking komende kringimpedanties, nog hoog genoeg, om een stabiele werking van de versterkingsstrappen niet in gevaar te brengen.

Afstemmingsindicatie

§ 1. Doel van de afstemmingsindicatie

De afgestemde kringen in het H.F. en het M.F. gedeelte van een superheterodyne ontvanger leveren een bepaalde selectiviteit op. Deze selectiviteit kan door een kromme worden voorgesteld, en wel door de resonantiekromme van het geheele toestel. Ze is de resultante van de resonantiekrommen van de verschillende kringen. Een dergelijke resonantie- of selectiviteitskromme geeft bijvoorbeeld weer de M.F. spanning aan de detectiediode als functie van de frequentie van een H.F. signaal met constante amplitude van den ingang van een superheterodyne ontvanger bij een bepaalden stand van de variabele condensatoren. Meer gebruikelijk is het echter, de verhouding tusschen het M.F. signaal aan den detector bij juiste afstemming en dat bij een bepaalde verstemming, als functie van de verstemming in Hz uit te zetten. Fig. 290 stelt een resonantiekromme van een superheterodyne ontvanger voor. Indien het toestel niet nauwkeurig op het te ontvangen signaal is afgestemd, bevindt dit laatste zich op een van de flanken van de resonantiekromme. Het gevolg hiervan is, dat één zijgolf van de modulatie minder wordt versterkt dan de andere. Bovendien zijn dan de absolute waarden van de beide momenteele (positieve en negatieve) fasehoeken van deze zijgolven t.o.v. de draaggolf niet meer gelijk. Het gevolg van de ongelijkmatige versterking en de ongelijke momenteele fasehoeken is een vervorming van de omhullende lijn der draaggolf.

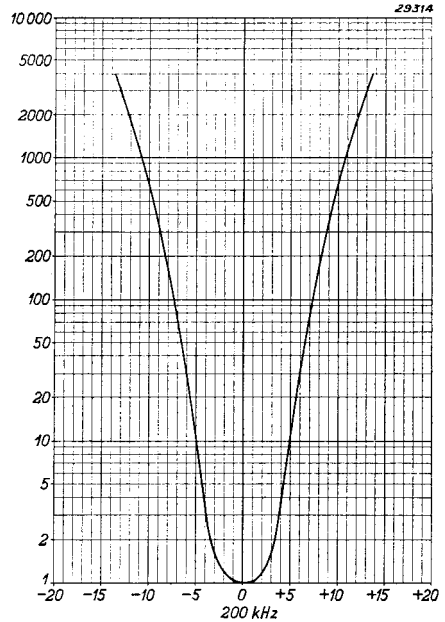
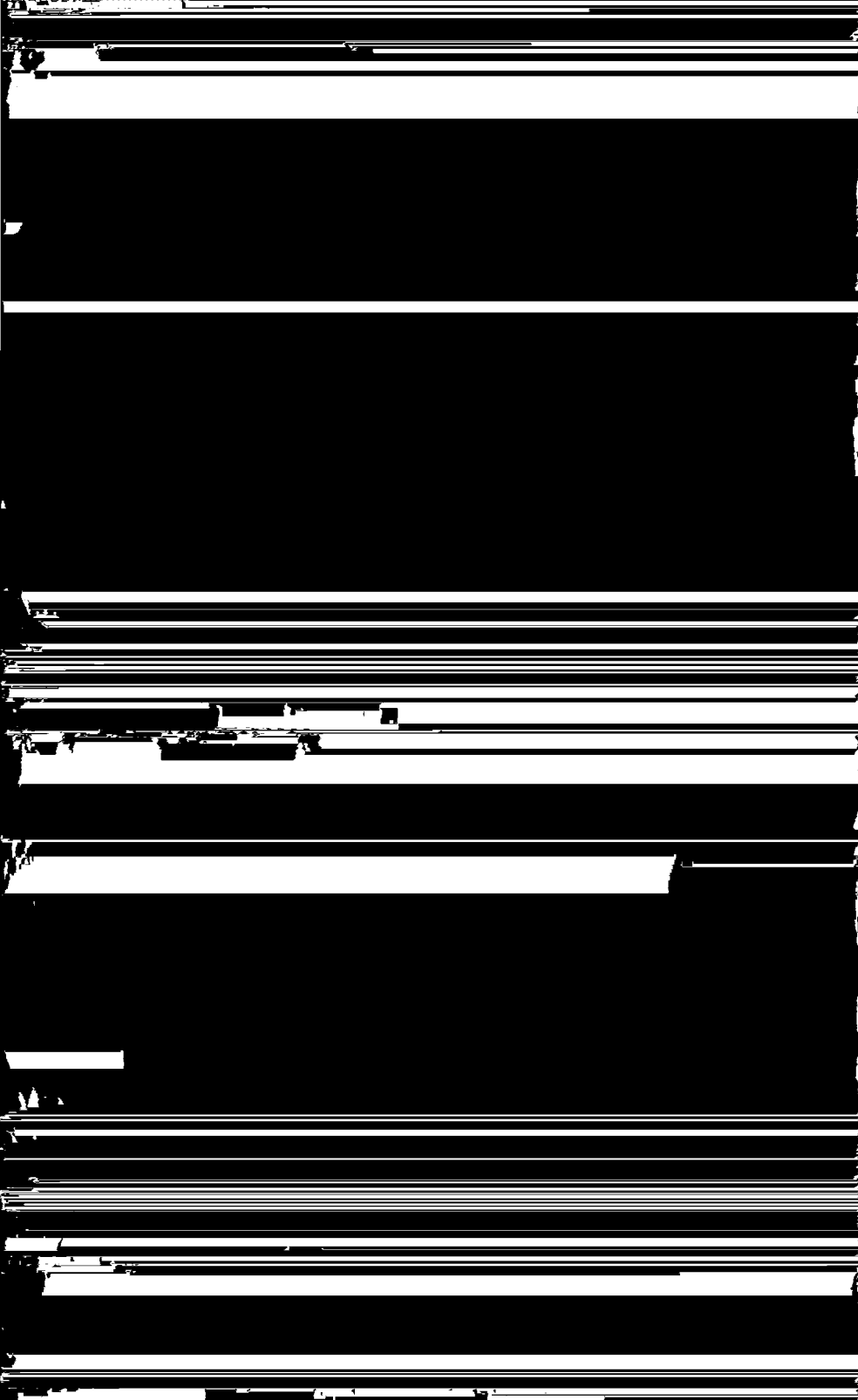


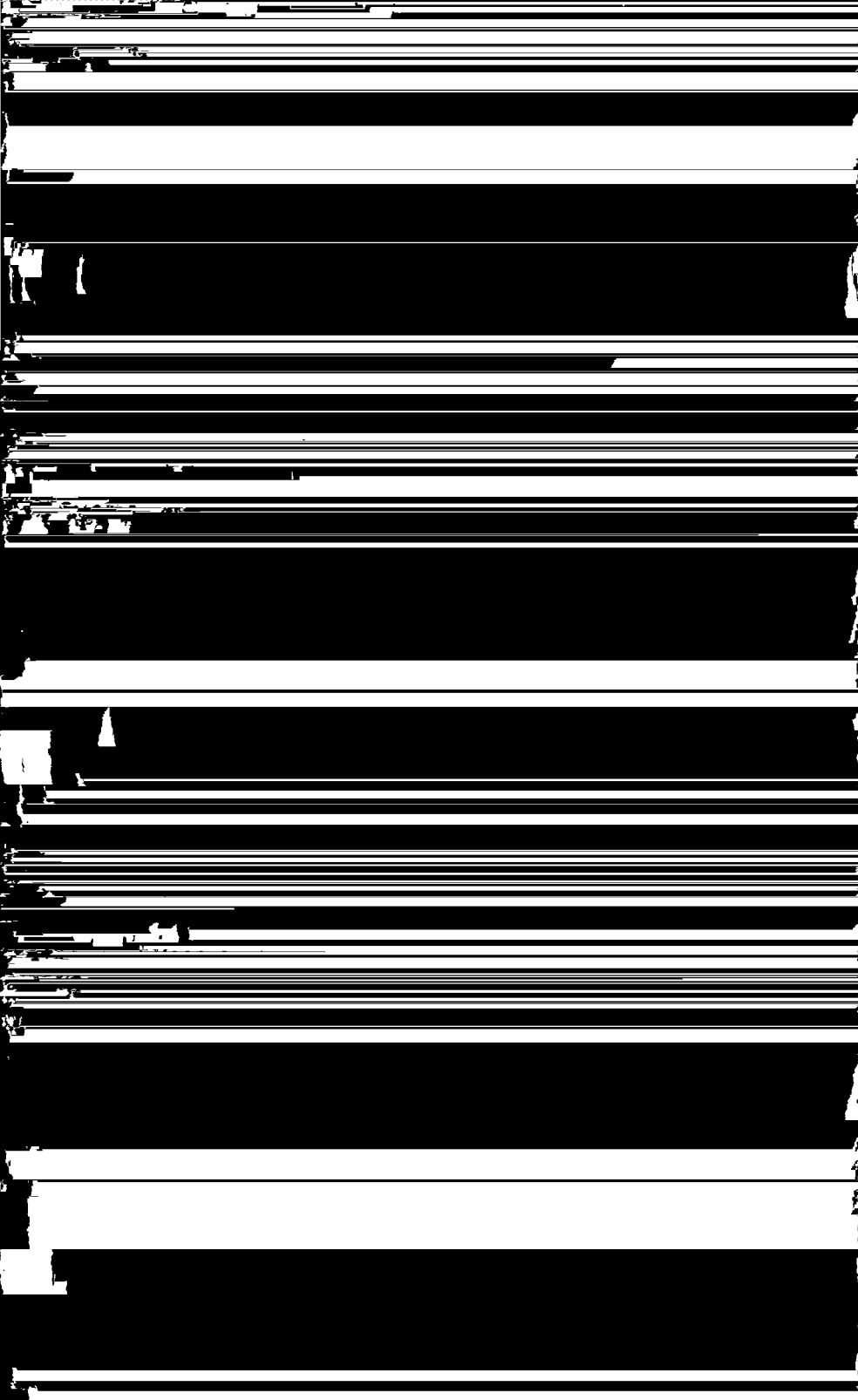
Fig. 290

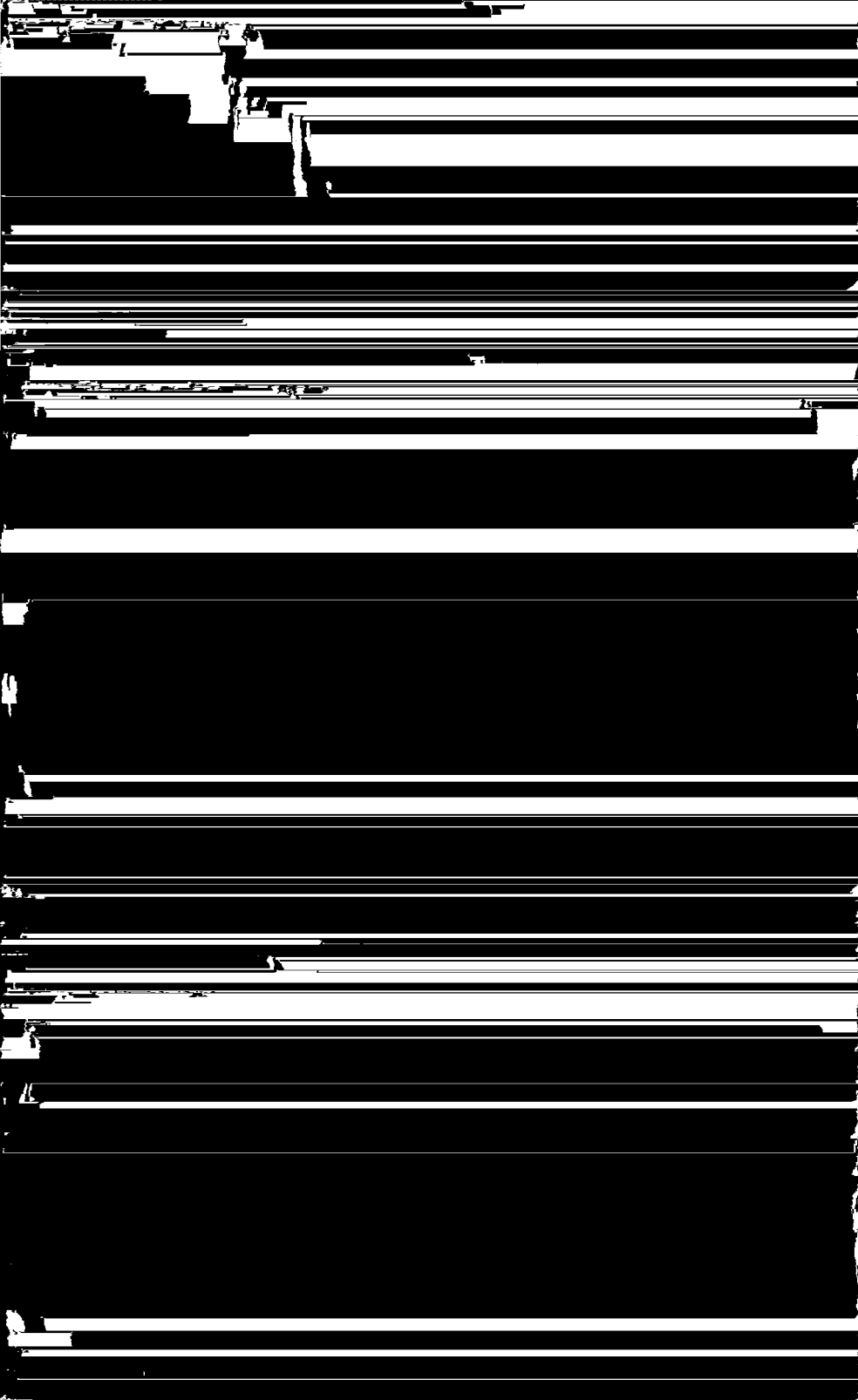
Resonantiekromme van een superheterodyne ontvanger.

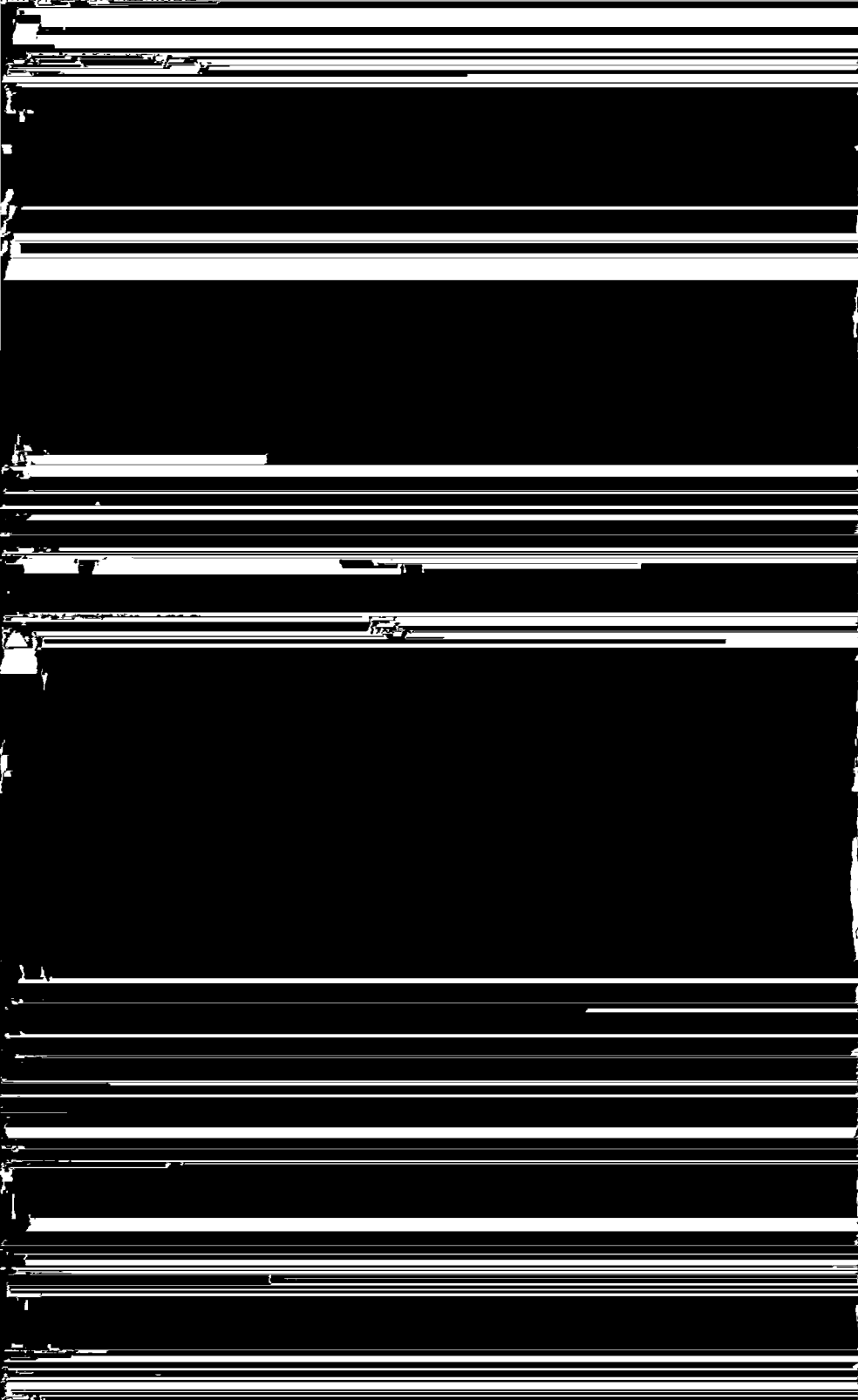
Horizontale as: Frequentieafwijking van de H.F. resonantiefrequentie (200 kHz).

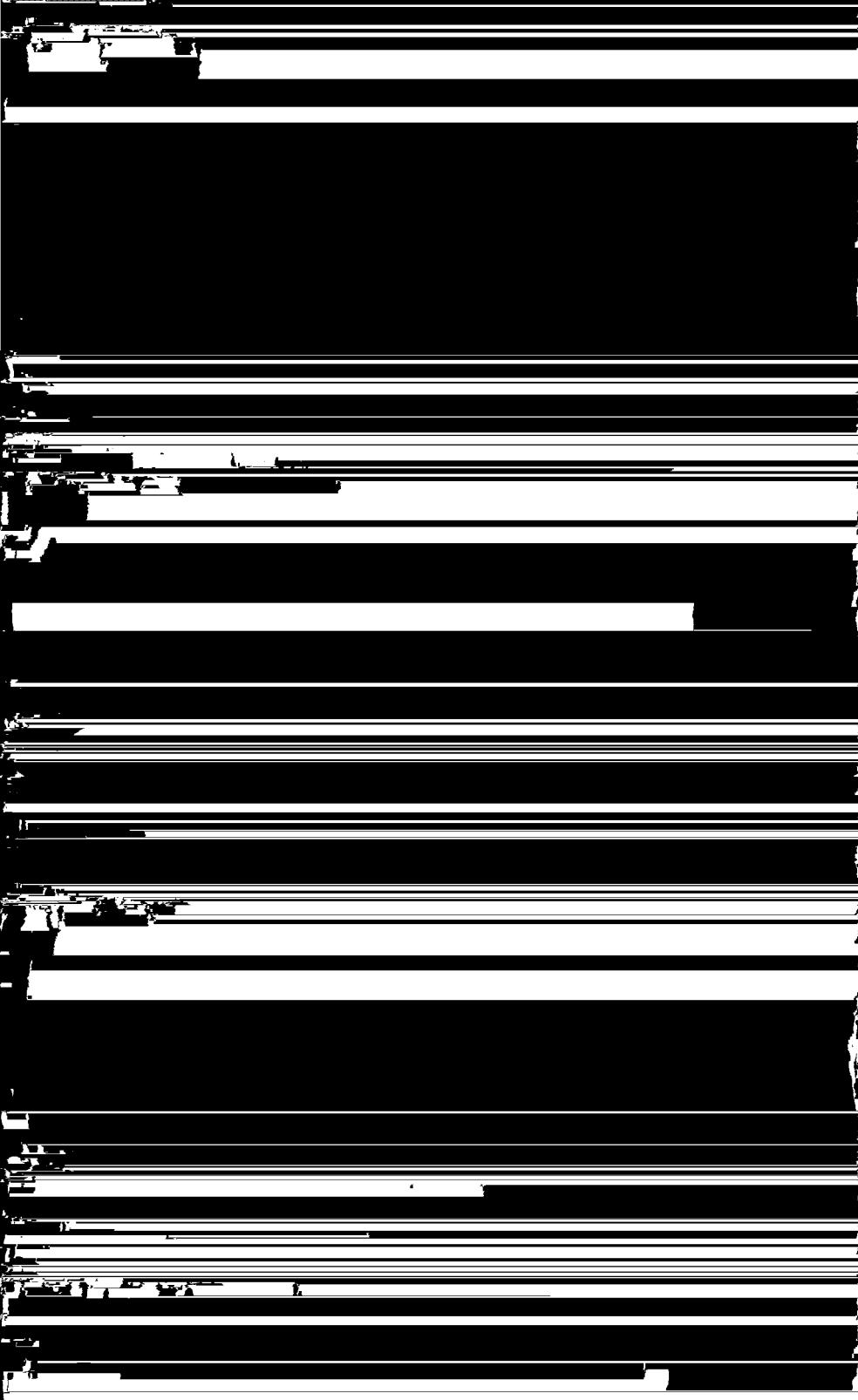
Verticale as: Verhouding tusschen de signaalspanning aan den detector bij resonantie en de signaalspanning aan den detector bij een bepaalde frequentieafwijking van de resonantiefrequentie.











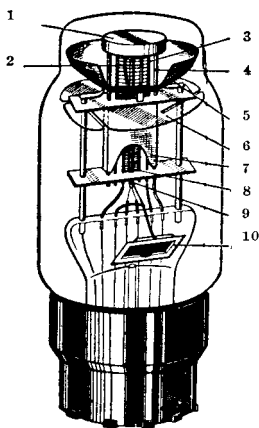


Fig. 296

Constructie van den electronstraalindicator C/EM 2.

- 1 = afschermplaatje, om de storing door het licht van de kathode te verhinderen;
- 2 = staafjes, die het afschermplaatje dragen;
- 3 = roosterstaafjes;
- 4 = afbuigstaafjes, die met de anode van het triodegedeelte zijn verbonden;
- 5 = anode van het indicatorgedeelte en fluorescentiescherm;
- 6 = centreerschijf uit mica;
- 7 = anode van het triodegedeelte;
- 8 = rooster van het triodegedeelte;
- 9 = kathode;
- 10 = getterhouder.

Ten einde te bereiken, dat de electronenstroom naar de anode van het indicatorgedeelte niet te groot wordt, is tusschen de afbuigplaatjes en de kathode van de EM 1 achteraf nog een rooster aangebracht, dat met de kathode is verbonden. Door de ruimtelading vóór dit rooster wordt de stroom naar het fluoresceerende scherm beperkt, waardoor het fluoresceerende materiaal wordt ontzien.

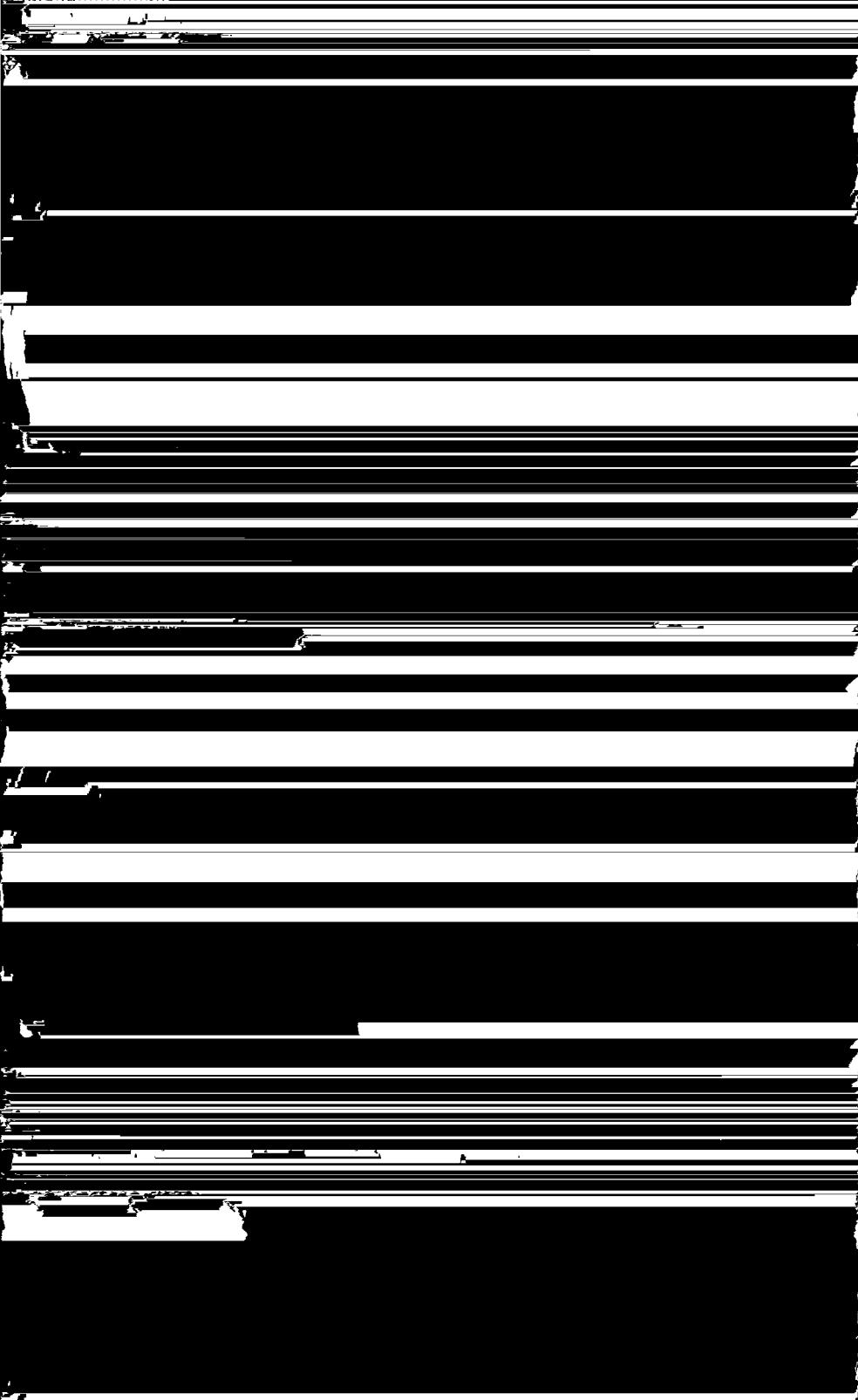
De afstemmingsindicator C/EM 2 is op soortgelijke wijze als de EM 1 geconstrueerd, maar in plaats van de vier afbuigplaatjes zijn twee afbuigstaafjes aangebracht. Bovendien is het rooster tusschen de kathode en de afbuigstaafjes afzonderlijk naar buiten gevoerd, waardoor de mogelijkheid wordt geboden, den electronenstroom van de kathode naar het fluoresceerende scherm op tweeërlei wijze te sturen: eenerzijds door de afbuigende werking ten gevolge van het potentiaalverschil tusschen het fluoresceerende scherm en de beide afbuigstaafjes en anderzijds door een regelspanning aan het rooster van het indicatorgedeelte te leggen. Door de eerste methode wordt voornamelijk de breedte van de fluoresceerende vlekken gestuurd, terwijl de tweede methode voornamelijk op de intensiteit van de fluoresceerende vlekken van invloed is, zoodat de vlekken onder bepaalde omstandigheden geheel kunnen worden onderdrukt.

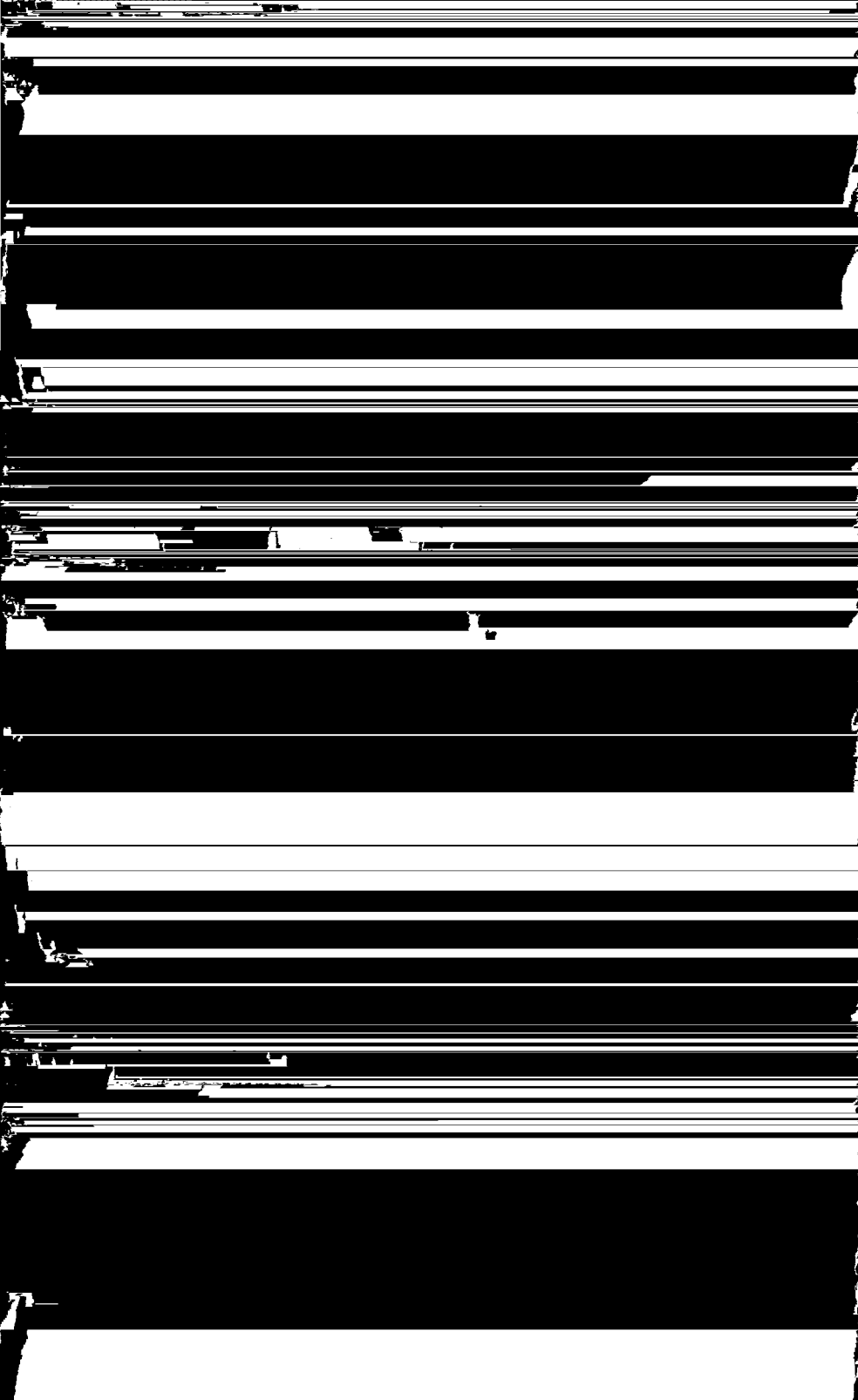
Het sturen van de breedte der fluoresceerende vlekken zal ook op de intensiteit eenigszins van invloed zijn, terwijl het sturen van de intensiteit,

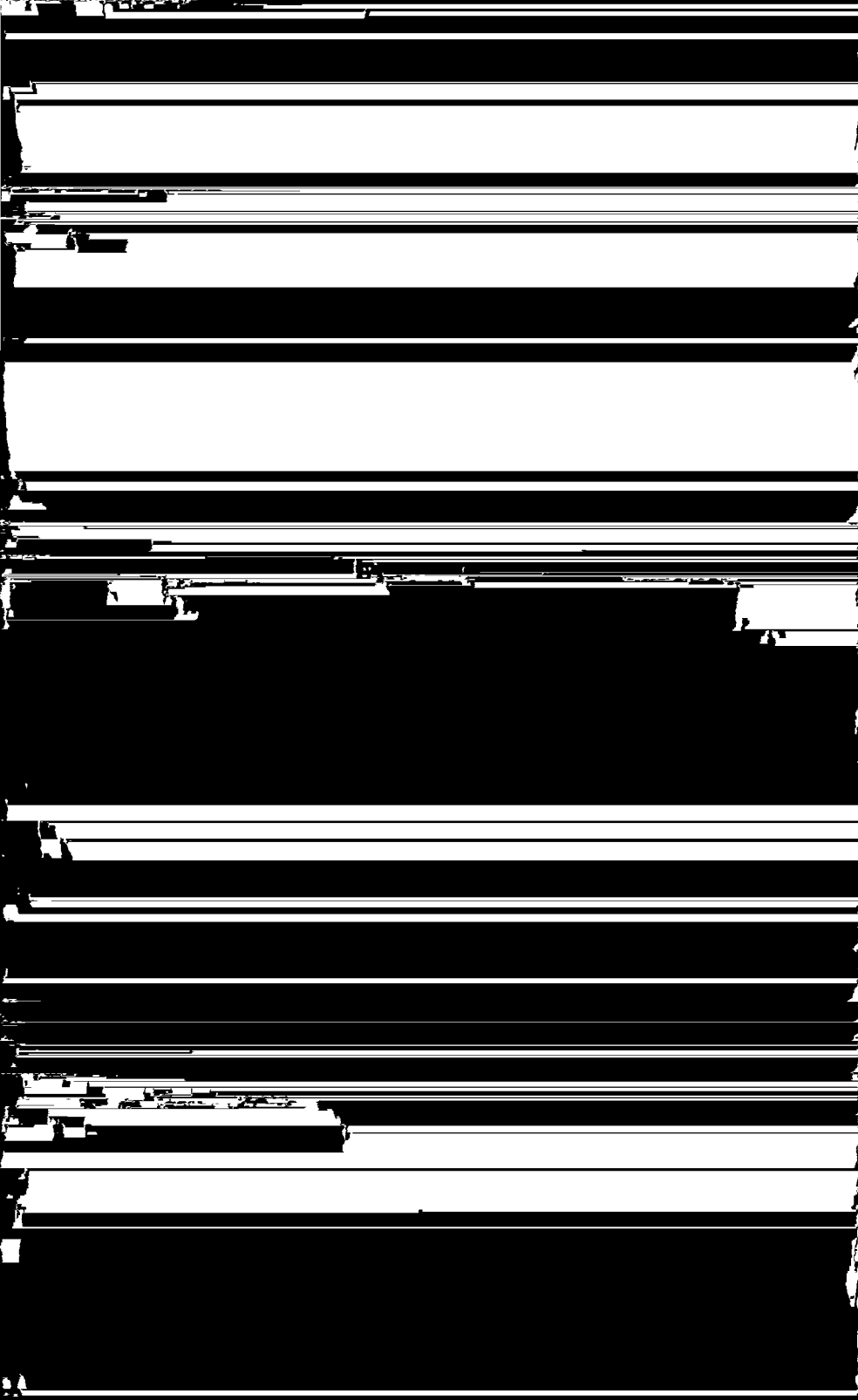
ten gevolge van de afbuigende werking der roostersteunen, de breedte van de lichtvlekken eenigszins zal beïnvloeden. De constructie van deze buis blijkt uit fig. 296.

Een moderne uitvoeringsvorm van den electronenstraalindicator is de EM 4. Deze buis bezit twee gevoeligheden, hetgeen het mogelijk maakt met dezelfde nauwkeurigheid zoowel op zenders met geringe veldsterkte op de plaats van ontvangst als op zenders met groote veldsterkte af te stemmen. Uiterlijk vertoont deze buis een groote gelijkenis met de EM 1. Op het fluorescentiescherm worden, in plaats van vier, slechts









Het is moeilijk met al deze factoren tegelijk rekening te houden, zoodat men meestal volstaat met de amplitude van den wisselstroom door den luidspreker voor alle frequenties zoo constant mogelijk te houden en de resonantiepieken van den luidspreker indien mogelijk te dempen. Men kan nu voor een ontvangtoestel den wisselstroom door den luidspreker, als functie van de frequentie der modulatie van de ontvangen draaggolf bij een constante modulatiediepte, in den vorm van een kromme uitzetten. Men krijgt dan de zoogenaamde getrouwheidskromme of **frequentiekaracteristiek** van het toestel. Doorgaans wordt ervoor gezorgd, dat de frequentiekaracteristiek over het geheele hoorbare gebied zoo vlak mogelijk verloopt. Alleen bij de resonantiepiek van den luidspreker

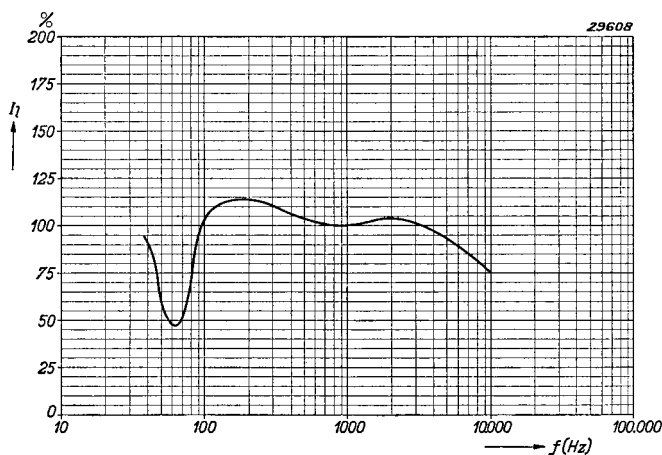


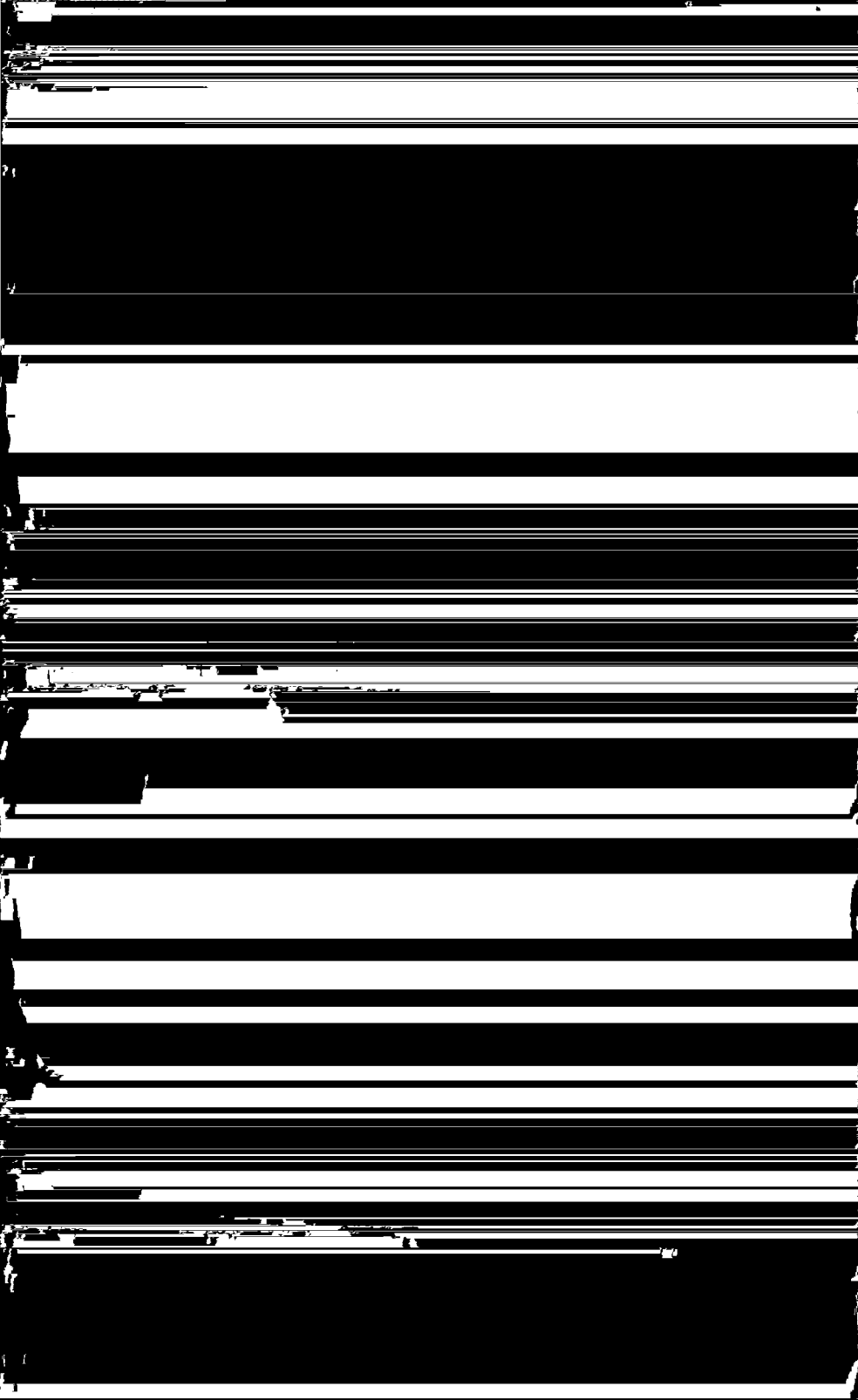
Fig. 300

Frequentiekaracteristiek (verhouding van den luidsprekerstroom voor iedere frequentie tot den luidsprekerstroom bij de frequentie van 1000 Hz als functie van de frequentie) van het L.F. gedeelte van een ontvangtoestel.

is het gewenscht, dat de door het ontvangtoestel geleverde stroom afneemt. Fig. 300 geeft een dergelijke frequentiekaracteristiek van het L.F. gedeelte van een ontvangtoestel.

Onder niet-lineaire vervorming verstaat men de vorming van harmonischen van de laagfrequente modulatie. De belangrijkste oorzaak van deze vorming van harmonischen is de kromming in de karakteristiek van de toegepaste buizen. In elken trap worden harmonischen van de laagfrequente modulatie gevormd. Deze harmonischen worden in den volgende trap versterkt en bij de in dezen trap ontstaande harmonischen opgeteld. Het kan daarbij ook gebeuren, dat harmonischen elkaar min of meer compenseeren.

In de H.F., meng- en M.F. trappen ontstaat modulatievervorming; in



dan zal de stroom I_o ook door dezen weerstand vloeien. Over den weerstand R zal een wisselspanning V_R komen te staan, die men naar den ingang van den versterker kan terugvoeren.

In fig. 302 is deze spanning in serie geschakeld met de ingangsspanning V_i . Het is nu duidelijk, dat de spanning V_R eveneens door den versterker wordt versterkt, zoodat in de uitgangsketen bovendien een stroom $S_d V_R$ ontstaat, als S_d de steilheid van de dynamische I_o/V_i karakteristiek van den versterker voorstelt. Is de fase van den stroom $S_d V_R$ tegengesteld aan die van den anodewisselstroom I_o , dan zal de resulterende uitgangswisselstroom kleiner zijn dan zonder terugkoppeling het geval is; men spreekt in dit geval van tegenkoppeling. Om bij tegenkoppeling weer denzelfden uitgangswisselstroom te verkrijgen als zonder tegenkoppeling, moet een grooter ingangssignaal worden aangelegd.

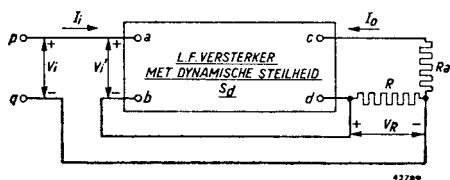


Fig. 302

L. F. versterker met belastingsweerstand R_a en een hiermee in serie geschakelden weerstand R . De wisselspanning over R wordt naar de ingangsklemmen teruggevoerd, zoodat terugkoppeling aanwezig is. Als de teruggevoerde wisselspanning in tegenfase is met de aangelegde wisselspanning V_i , spreekt men van tegenkoppeling. De richtingen, waarin de stromen positief worden gerekend, zijn door pijlen aangegeven. De richtingen, waarin de spanningen positief worden gerekend, zijn aangegeven door + en — teekens bij de dubbele pijlen.

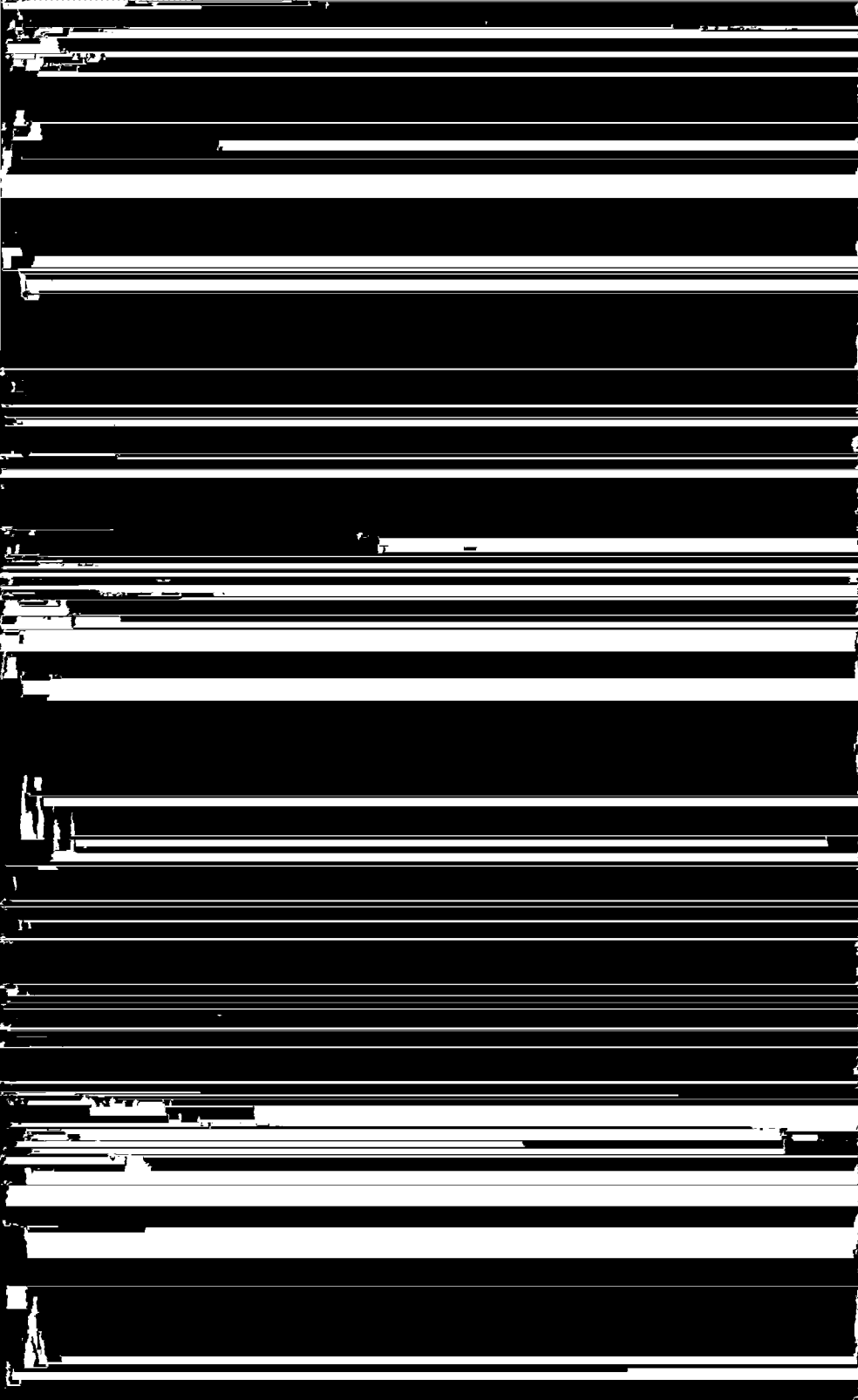
Aangezien V_R ook de in I_o aanwezige harmonischen bevat, die via den versterker weer harmonischen in I_o doen ontstaan, welke met de oorspronkelijk in I_o aanwezige harmonischen in tegenfase zijn, zullen, zooals nader zal worden uiteengezet, de resulterende harmonischen in den uitgangswisselstroom kleiner zijn dan zonder tegenkoppeling het geval is. Dit terugvoeren van de spanning over den weerstand R naar den ingang van den versterker komt dus neer op een vermindering van de steilheid van den versterker en tevens op een vermindering van de vervorming. Daar de tegenkoppelspanning volgens de in fig. 302 voorgestelde schakeling evenredig is met den uitgangswisselstroom I_o , noemt men dit soort tegenkoppeling stroomtegenkoppeling.

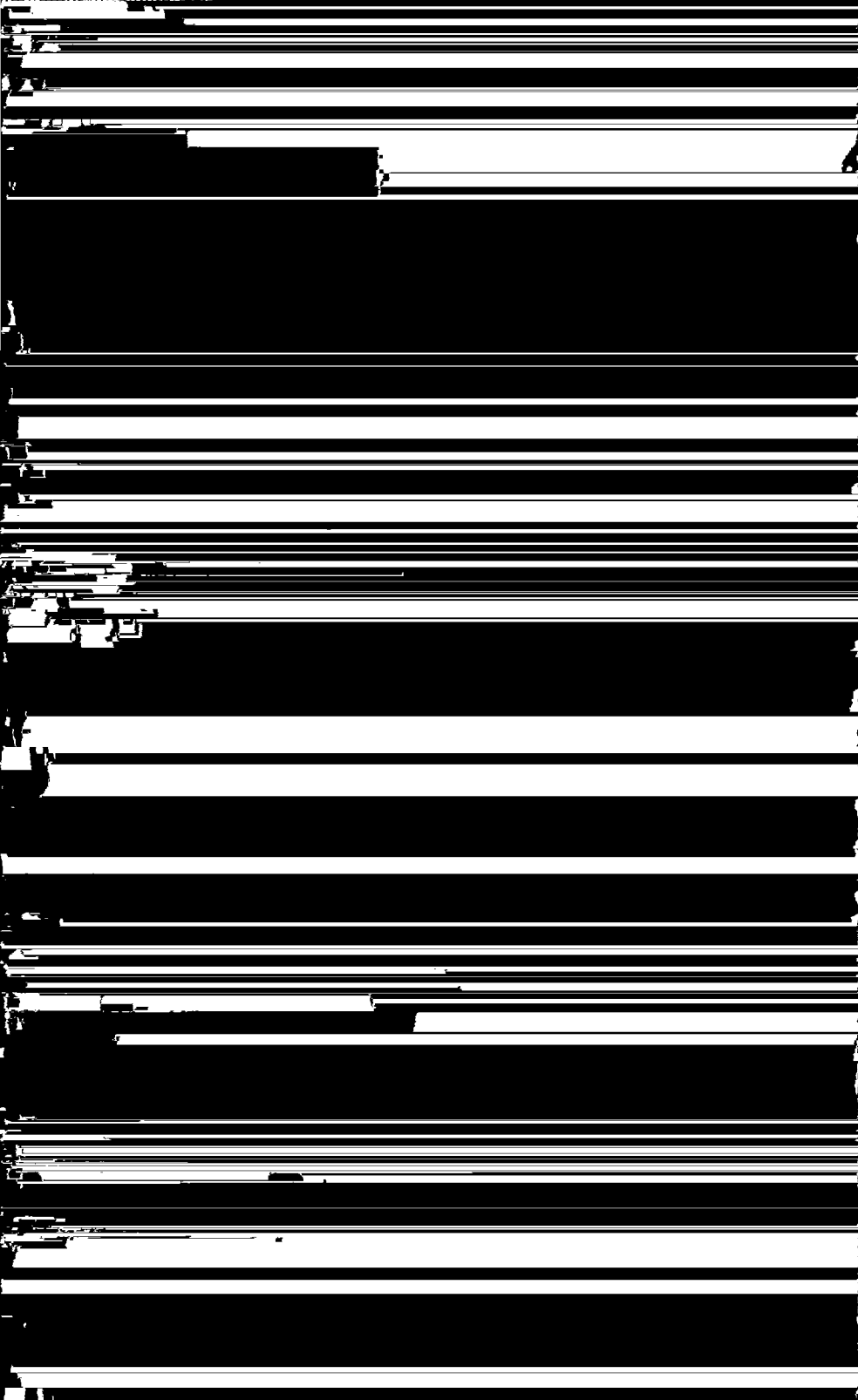
§ 3. Met den uitgangswisselstroom evenredige tegenkoppeling

a) Invloed van de stroomtegenkoppeling op de versterking, de vervorming en den inwendigen weerstand

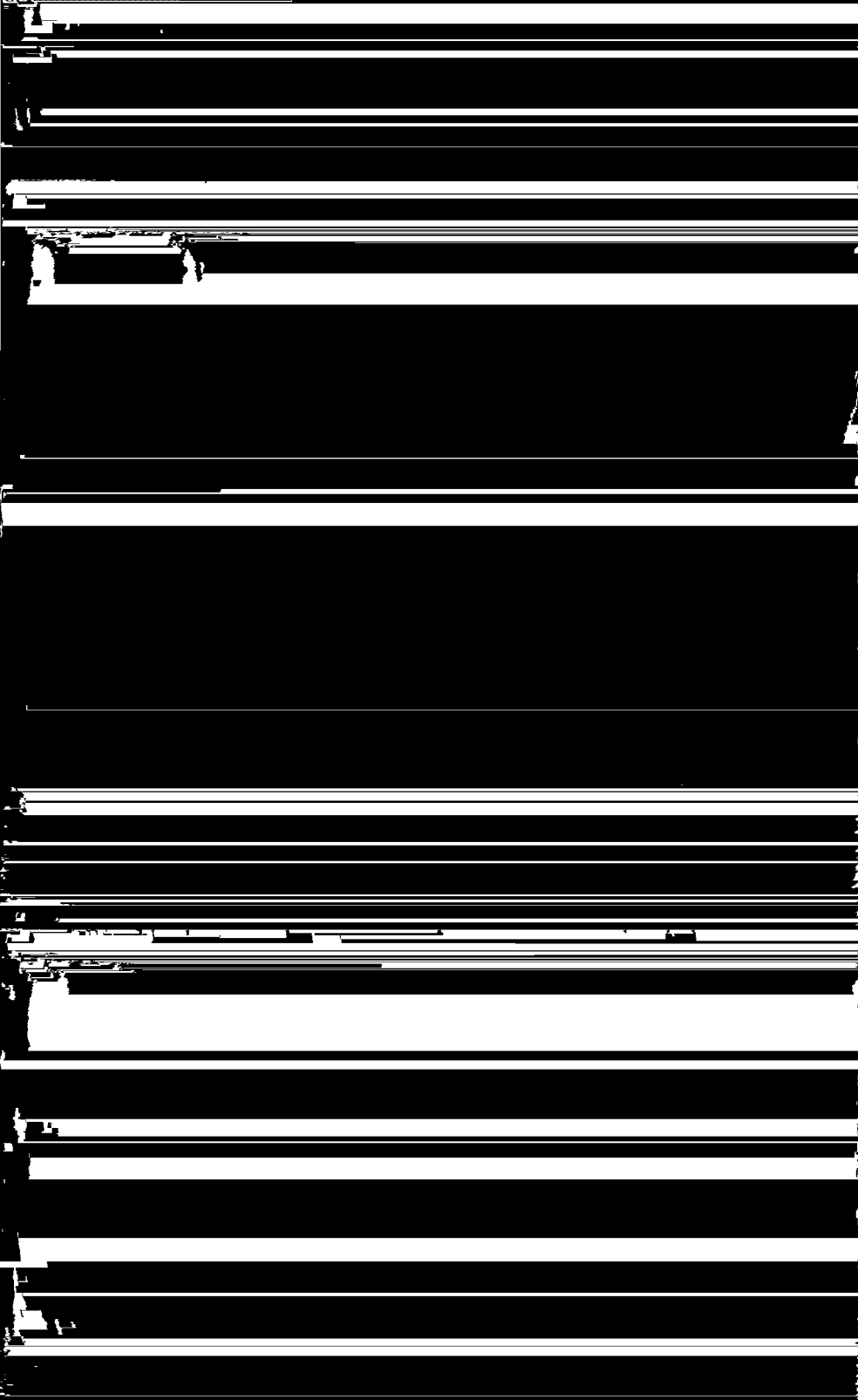
Volgens fig. 302 bevindt zich aan den ingang van den versterker een wisselspanning:

$$(1) \quad V_i = V_i' + V_R = V_i' + I_o R = V_i' + S_d V_i' R = V_i' (1 + S_d R)$$









De ingangsweerstand neemt dus door de stroomtegenkoppeling in dezelfde mate toe als de versterking en de vervorming afnemen.

b) Practische verwezenlijking van de stroomtegenkoppeling

Er bestaan twee mogelijkheden om de vervorming van een versterker door stroomtegenkoppeling zoo sterk mogelijk te reduceeren, namelijk

- 1) door de keuze van een zoo groot mogelijke dynamische steilheid S_d ,
- 2) door de keuze van een zoo groot mogelijke waarde van den weerstand R .

De onder 1) en 2) genoemde maatregelen kunnen natuurlijk ook worden gecombineerd. Voor punt 1) moeten buizen met groote steilheid worden gebruikt. De weerstand R kan door het verlies aan vermogen, dat hierin optreedt, niet willekeurig groot worden genomen, zoodat doorgaans alleen de combinatie van 1) en 2) in aanmerking komt.

De stroomtegenkoppeling wordt in ontvangtoestellen veelal alleen op de eindbuis toegepast. Het ligt voor de hand een dergelijke tegenkoppeling te verkrijgen door het weglaten van den condensator voor het ont koppelen van den kathodeweerstand van de eindbuis (zie fig. 304). De weerstand R van fig. 302 is zoodoende tevens de kathodeweerstand R_k voor de automatische negatieve roosterspanning van deze buis. Het leidt echter tot complicaties, bij eindpenthoden den kathodecondensator eenvoudig weg te laten. Behalve de anodewisselstroom, vloeit ook nog de schermroosterwisselstroom door den kathodeweerstand, daar het schermrooster bij de normale schakeling capaciteef met het chassis is verbonden. Bij een penthode is de schermroosterstroom alleen voor het onderste gedeelte van de dynamische I_a/V_{g1} karakteristiek evenredig met den anodestroom. Voor het bovenste gedeelte geldt dit niet. In het bovenste gedeelte is de anodespanning namelijk laag, zoodat de stroomverdeling tusschen anode en schermrooster zoodanig gewijzigd wordt, dat een grooter gedeelte van den electronenstroom, die de kathode verlaat, naar het schermrooster vloeit, dan in het onderste gedeelte van de karakteristiek het geval is (zie ook fig. 305).

Daar voor de stroomtegenkoppeling een met den anodewisselstroom evenredige spanning wordt vereischt, moet worden voorkomen, dat de

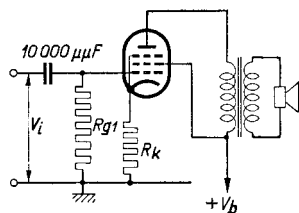
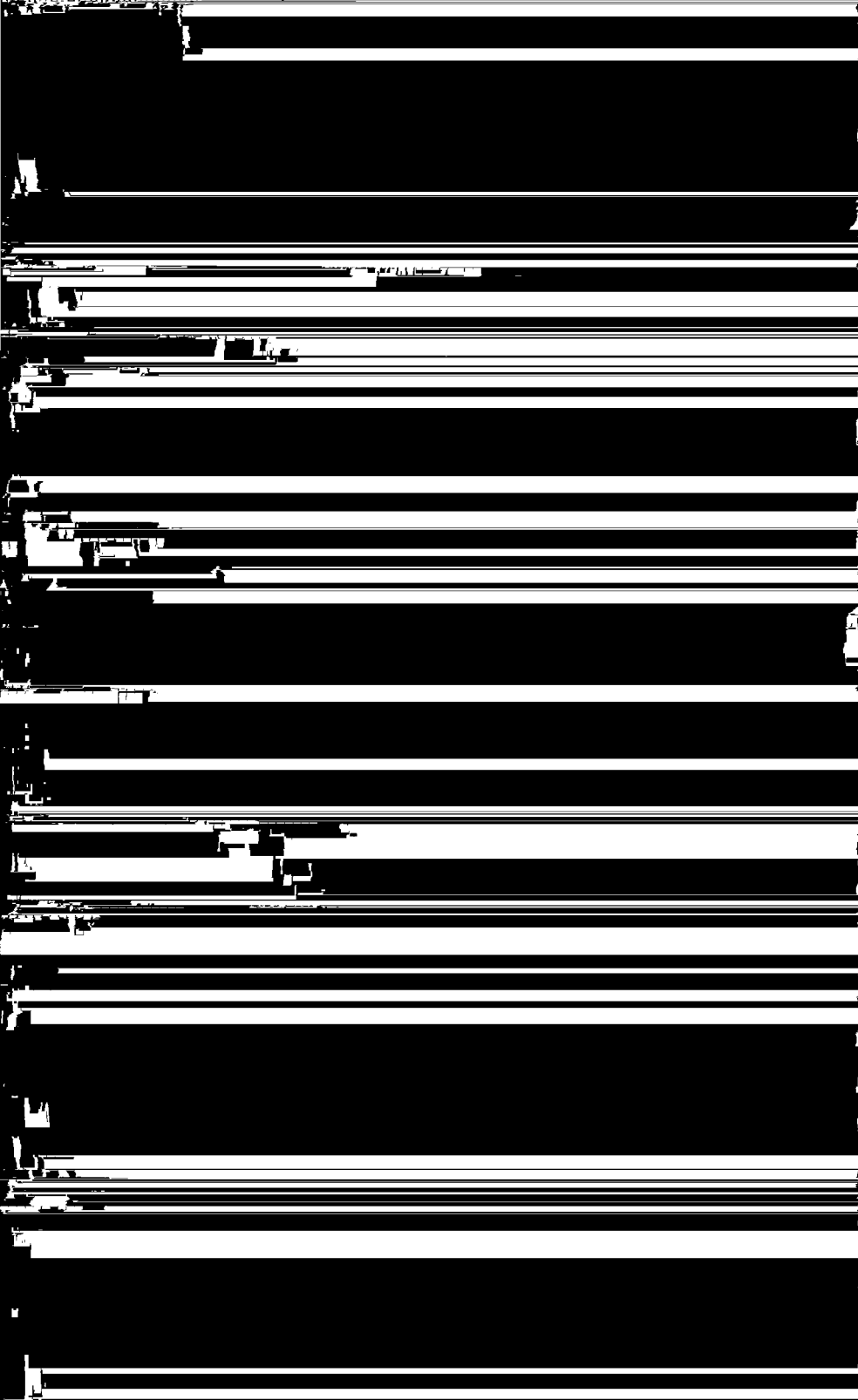
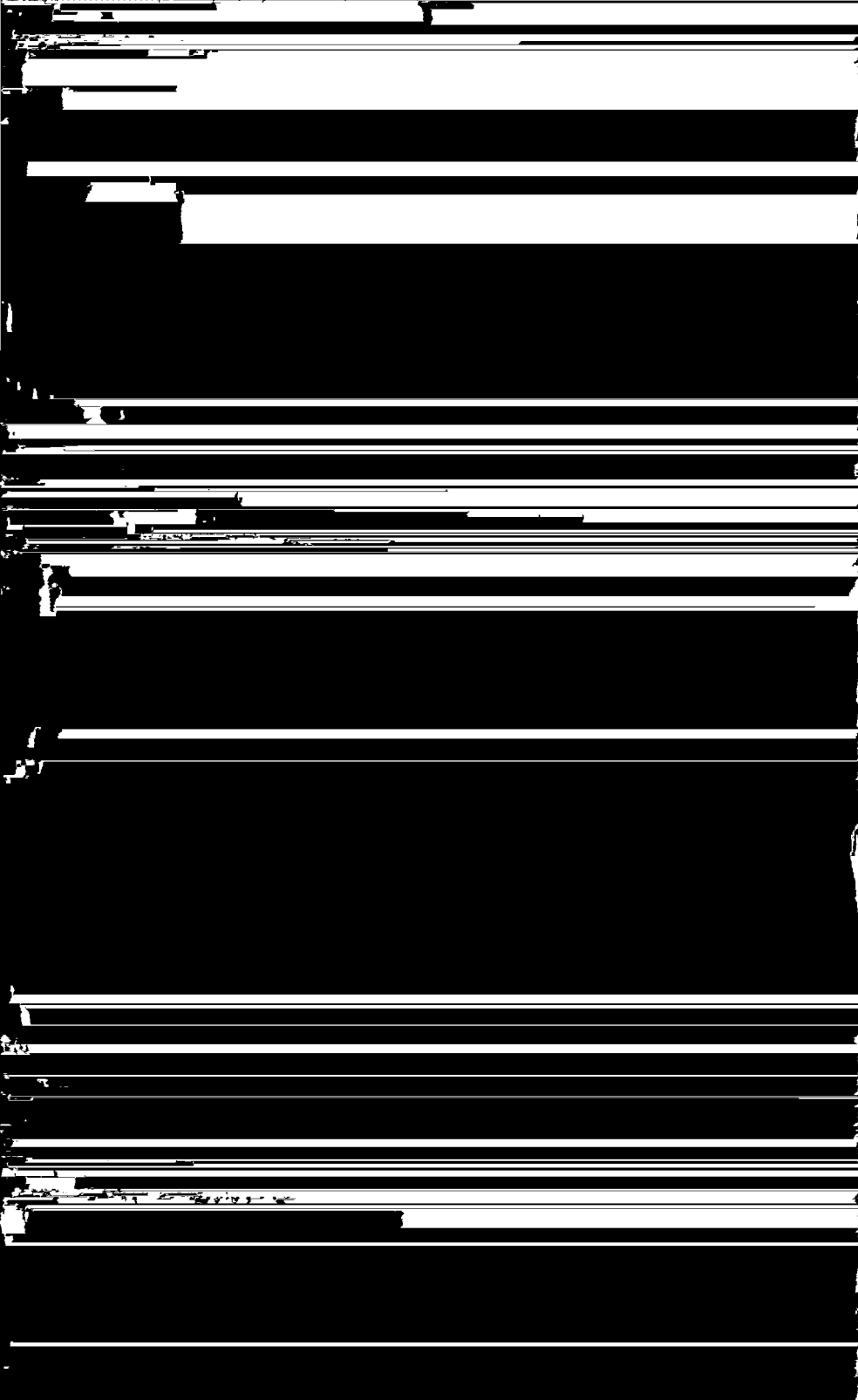


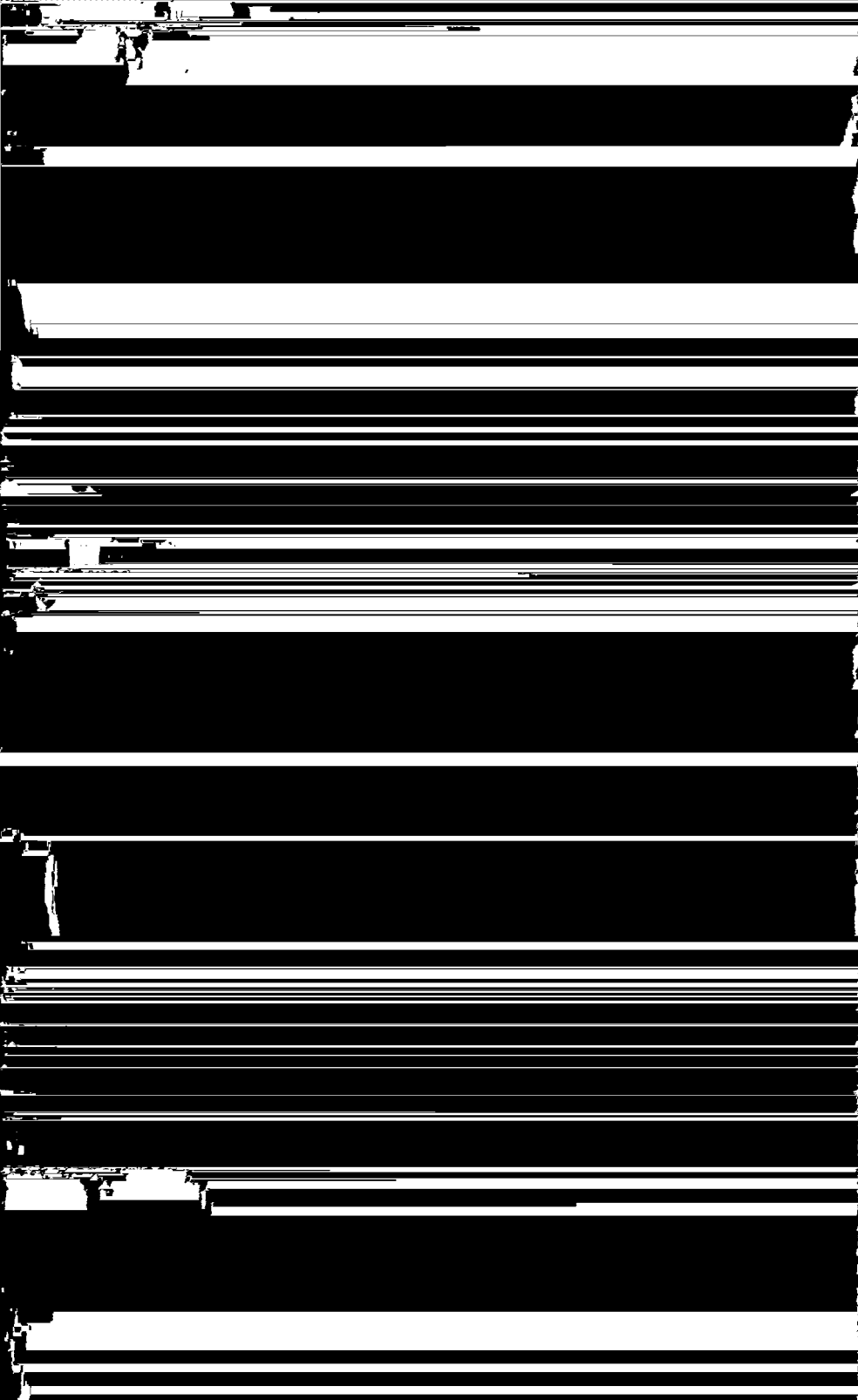
Fig. 304

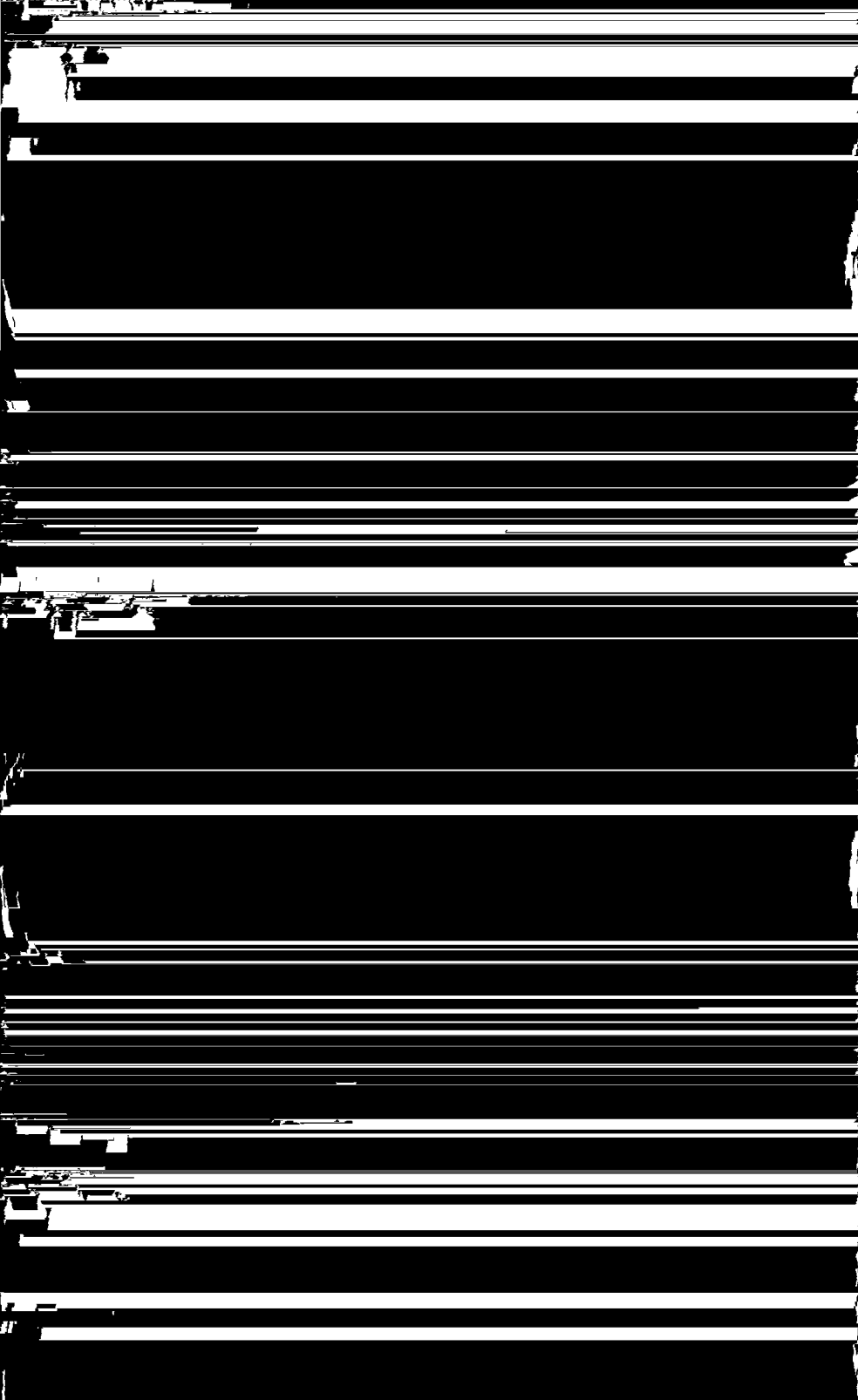
Schakeling van een eindpenthode met stroomtegenkoppeling door den kathodecondensator weg te laten.



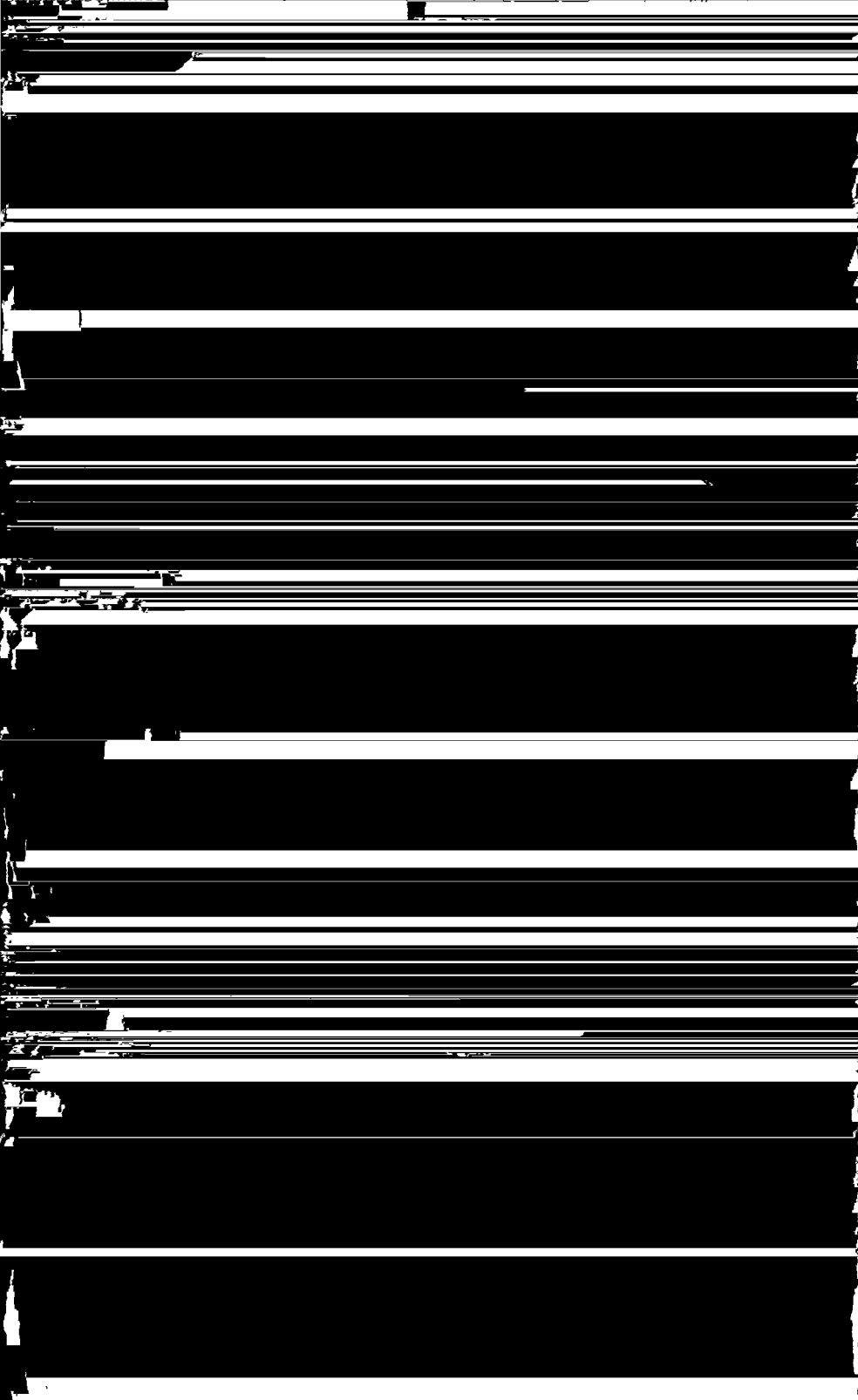




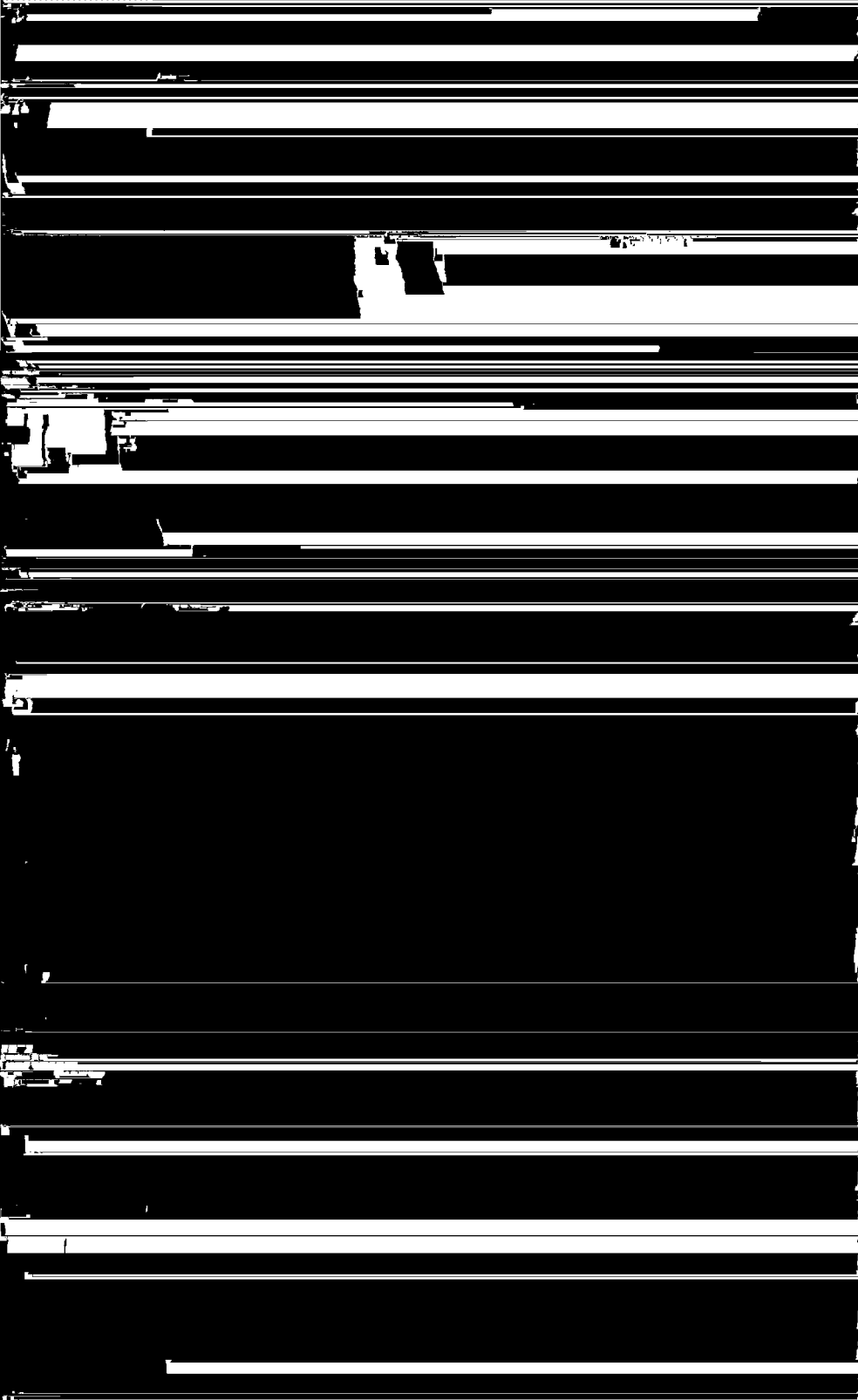


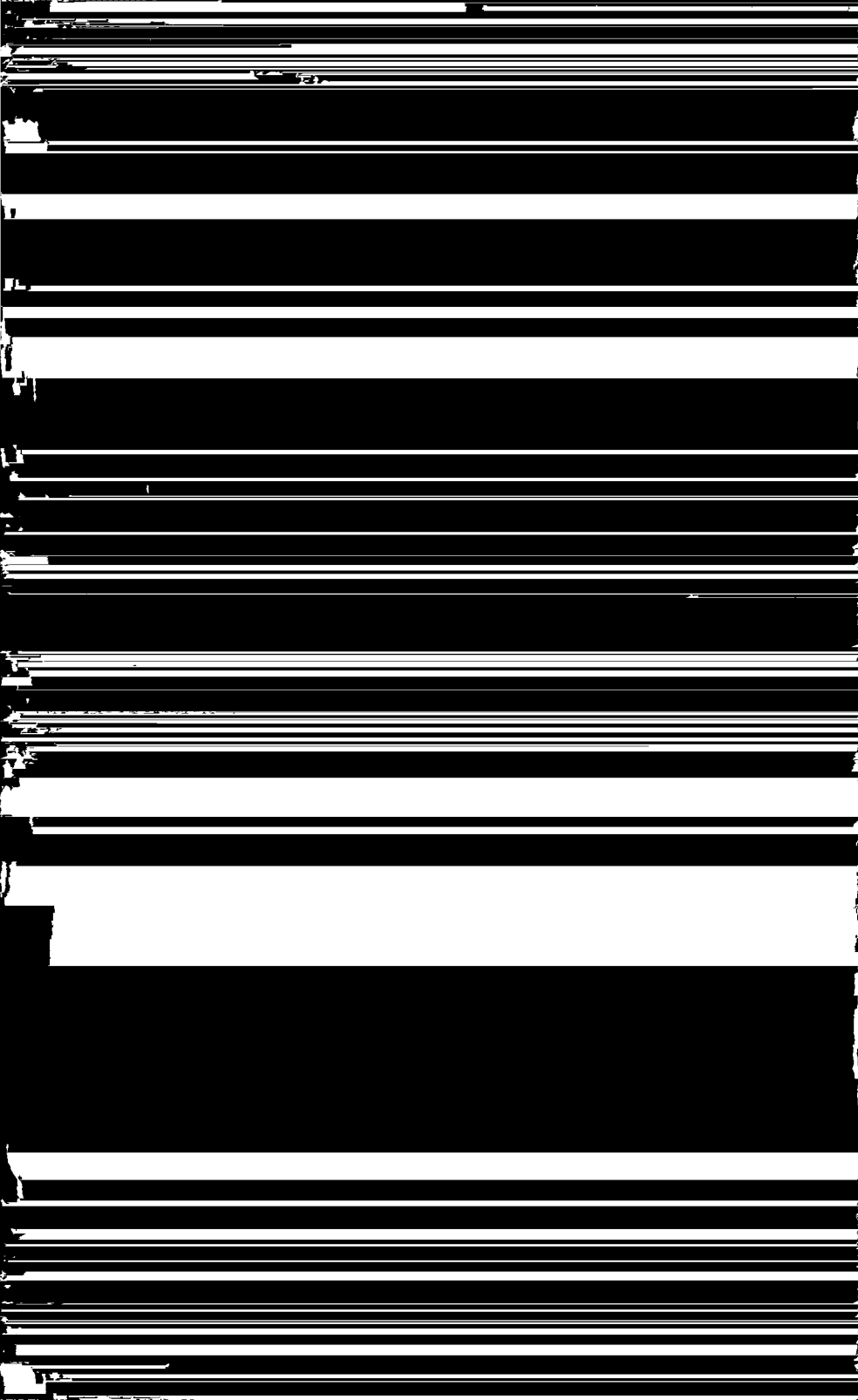
















van deze spoel in serie met 250Ω en parallel aan 500Ω ca. 325Ω bedraagt. De verhouding β is dan, bij verwaarloozing van de geringe faseverschuiving, $\frac{16}{16 + 325} = 0,047$ en de vermindering van de versterking $\frac{1}{1 + 4,7} = \frac{1}{5,7}$. Een toon met een frequentie van 5000 Hz wordt dus ca. twee keer zoo veel versterkt als een toon van 50 Hz; de minder krachtige weergave van de hoge tonen ten gevolge van de toenemende luidsprekerimpedantie bij stijgende frequentie wordt aldus gecompens-

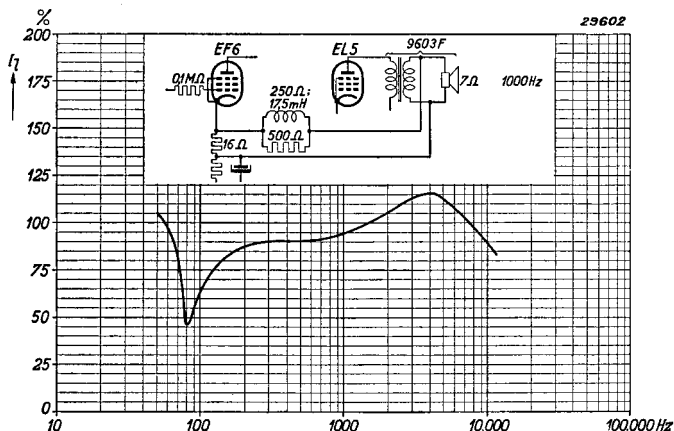
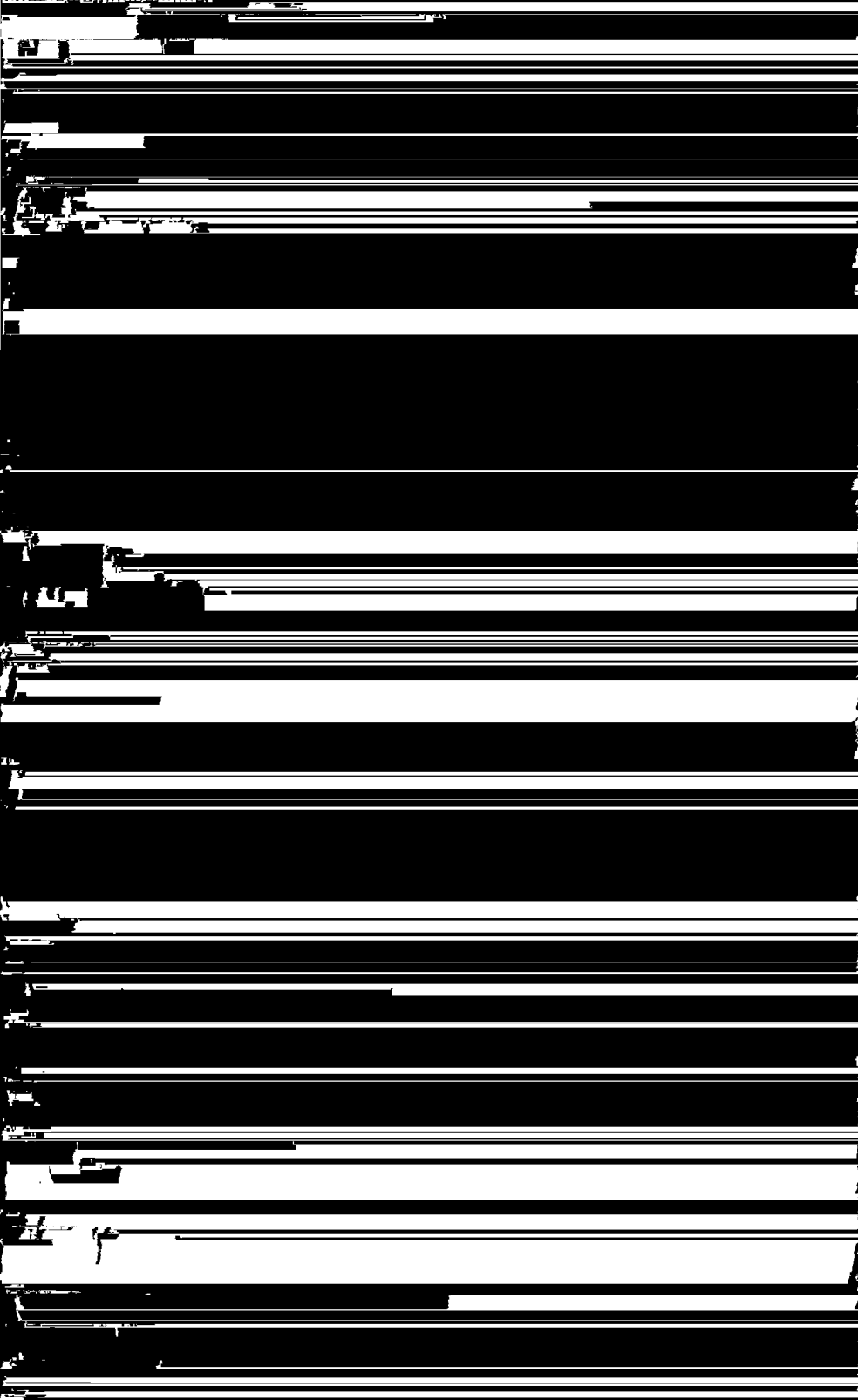


Fig. 316

Frequentiearakteristiek van den versterker van fig. 315.

seerd. De tegenkoppeling is afhankelijk van de impedantie der gebruikte spreekspoel, zoodat een ontworpen tegenkoppelingsschakeling alleen past bij den luidspreker, waarvoor zij is berekend. Fig. 316 geeft nog de frequentiearakteristiek van den versterker volgens fig. 315, waaruit de vermindering van den luidsprekerstroom ter plaatse van de resonantiepiek van den luidspreker (bij 80 Hz) duidelijk blijkt. Als spoel in de tegenkoppelingssketen kan zeer goed een M.F. spoel met de aangegeven zelfinductie en den aangegeven weerstand worden gebruikt ($R/L = 14\ 000$).

Een vermindering van de tegenkoppeling is echter niet alleen voor de hooge, maar ook voor de lage frequenties gewenscht. In de meeste ontvangtoestellen vindt niet alleen een elektrische verzwakking van de lage tonen plaats (bijvoorbeeld door de nullastimpedantie van den luidsprekertransformator), maar ook een acoustische verzwakking, omdat de





toestel zonder L.F. tegenkoppeling werd gemeten. Met tegenkoppeling, echter zonder compensatie (dus zonder de condensatoren C_2 en C_4) werd de frequentiearakteristiek b gemeten. Zoals hieruit blijkt, is de weergave van de lage tonen door toepassing van tegenkoppeling aanzienlijk verbeterd, de weergave van de hoge tonen daarentegen verslechterd. Zou men nu de weergave van de hoge tonen door aanbrengen van C_4 verbeteren, dan werd de weergave van de lage frequenties tegelijkertijd weer verslechterd. De combinatie van C_2 en C_4 is nu zóó gekozen, dat zoowel de hoge als de lage tonen zeer gelijkmatig worden weergegeven (kromme c).

De schakeling volgens fig. 318 biedt, ten opzichte van de compensatie door middel van spoelen (fig. 317), het grootte voordeel, dat de weergave van de lage en de hoge tonen zeer eenvoudig kan worden gewijzigd, door de grootte van C_2 , resp. C_4 , te veranderen.

§ 7. Toepassing van gecombineerde buizen in den L.F. voorversterkingstrap

Moet een buis, zoals de EBC 3, waarvan het versterkingsgedeelte gecombineerd is met dioden voor detectie en automatische volumeregeling, in tegenkoppelingsschakelingen worden gebruikt, dan leidt dit tot complicaties. Daar de diode en de eerste versterkingsbuis in dit geval een gemeenschappelijke kathode hebben, is het noodzakelijk ervoor te zorgen, dat de tegengekoppelde spanning aan de versterkingsbuis wordt gelegd, zonder dat hierdoor de diode tegelijkertijd wordt gestuurd. Fig. 320 geeft de schakeling aan, die in dat geval moet worden toegepast.

De diodeketen is normaal geschakeld; de tegengekoppelende spanning over R_4 ligt buiten deze keten. Deze spanning bevindt zich echter wel, door middel van den roosterlekweerstand R_3 , tusschen het rooster en de kathode van de EBC 3. Tusschen het rooster en de kathode moet echter een groote weerstand aanwezig zijn, daar de tegengekoppelende spanning anders weer op de diode zou geraken. Daarom is R_2 tusschen het rooster en den volumeregelaar geschakeld.

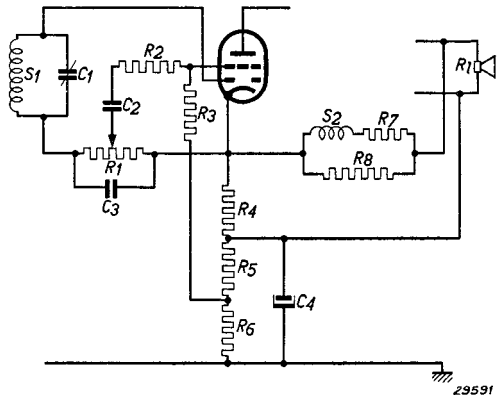
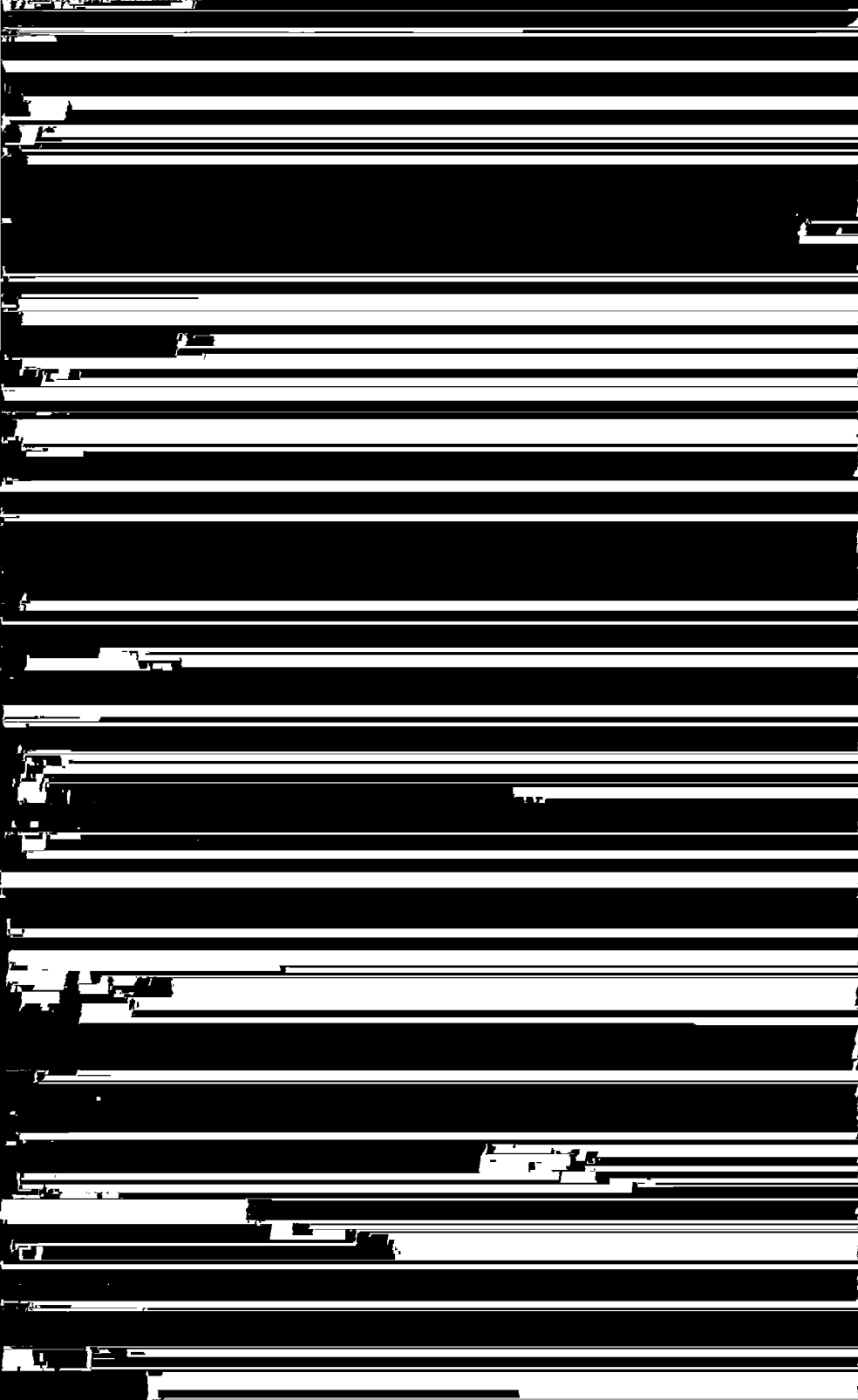
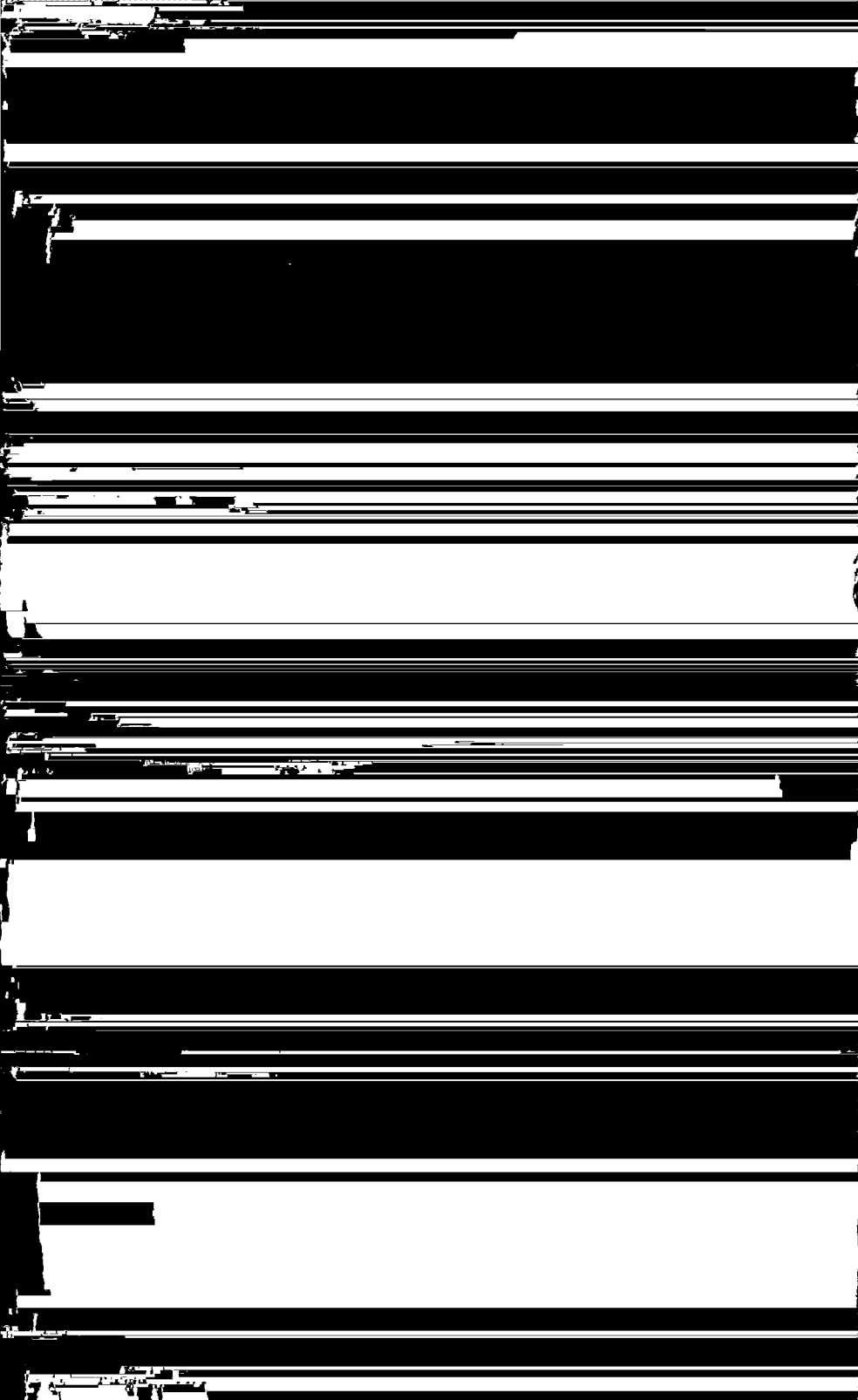
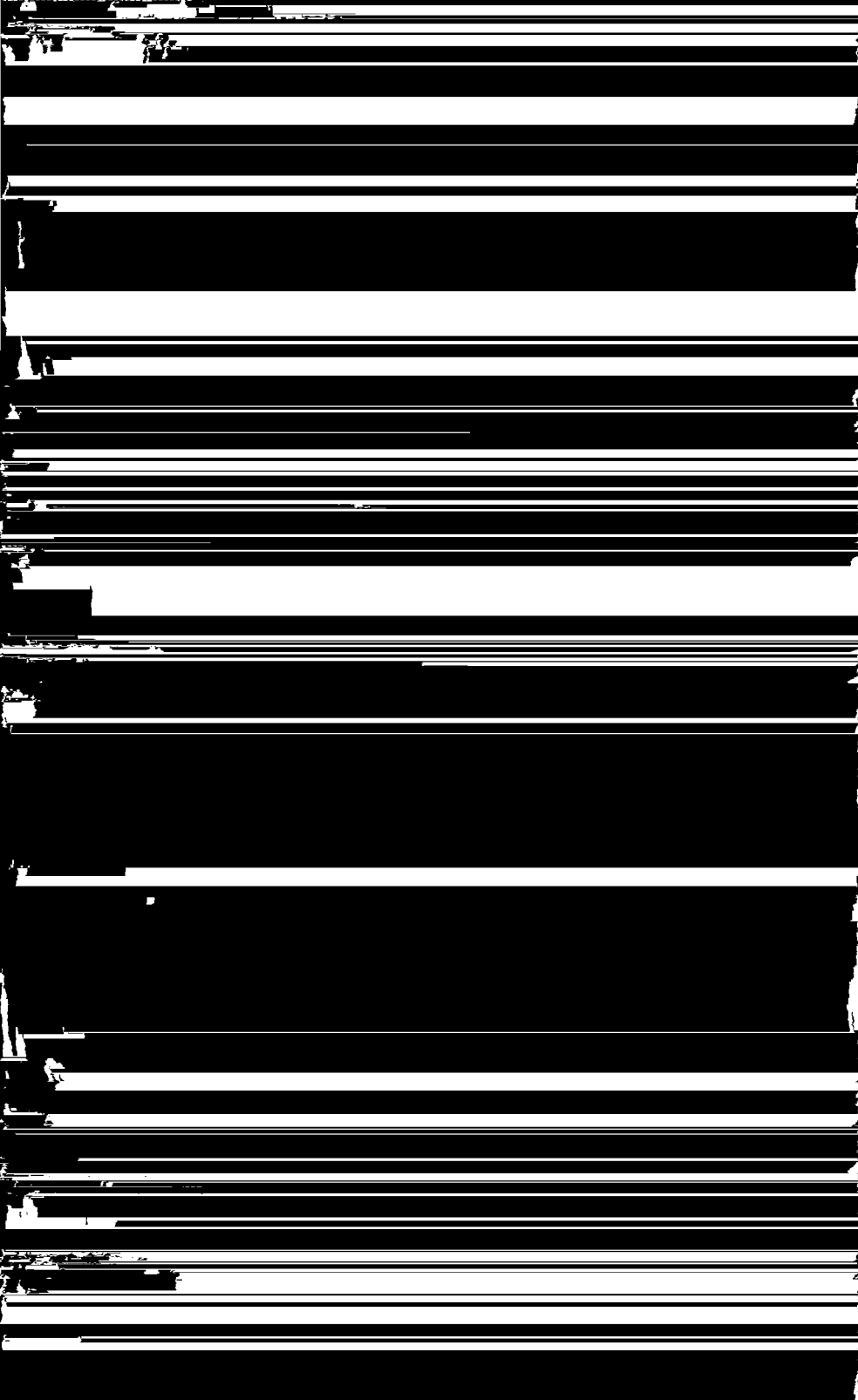


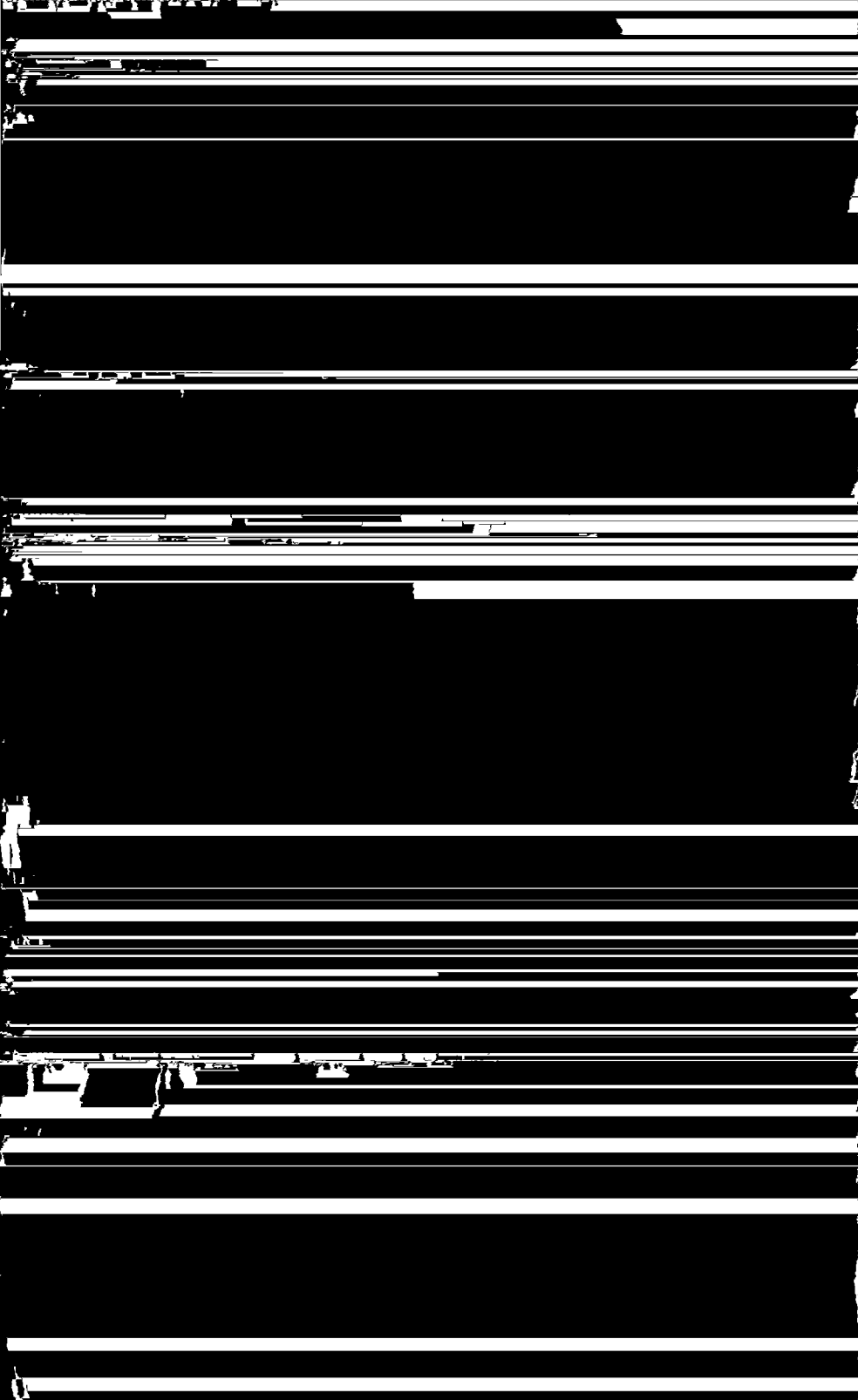
Fig. 320

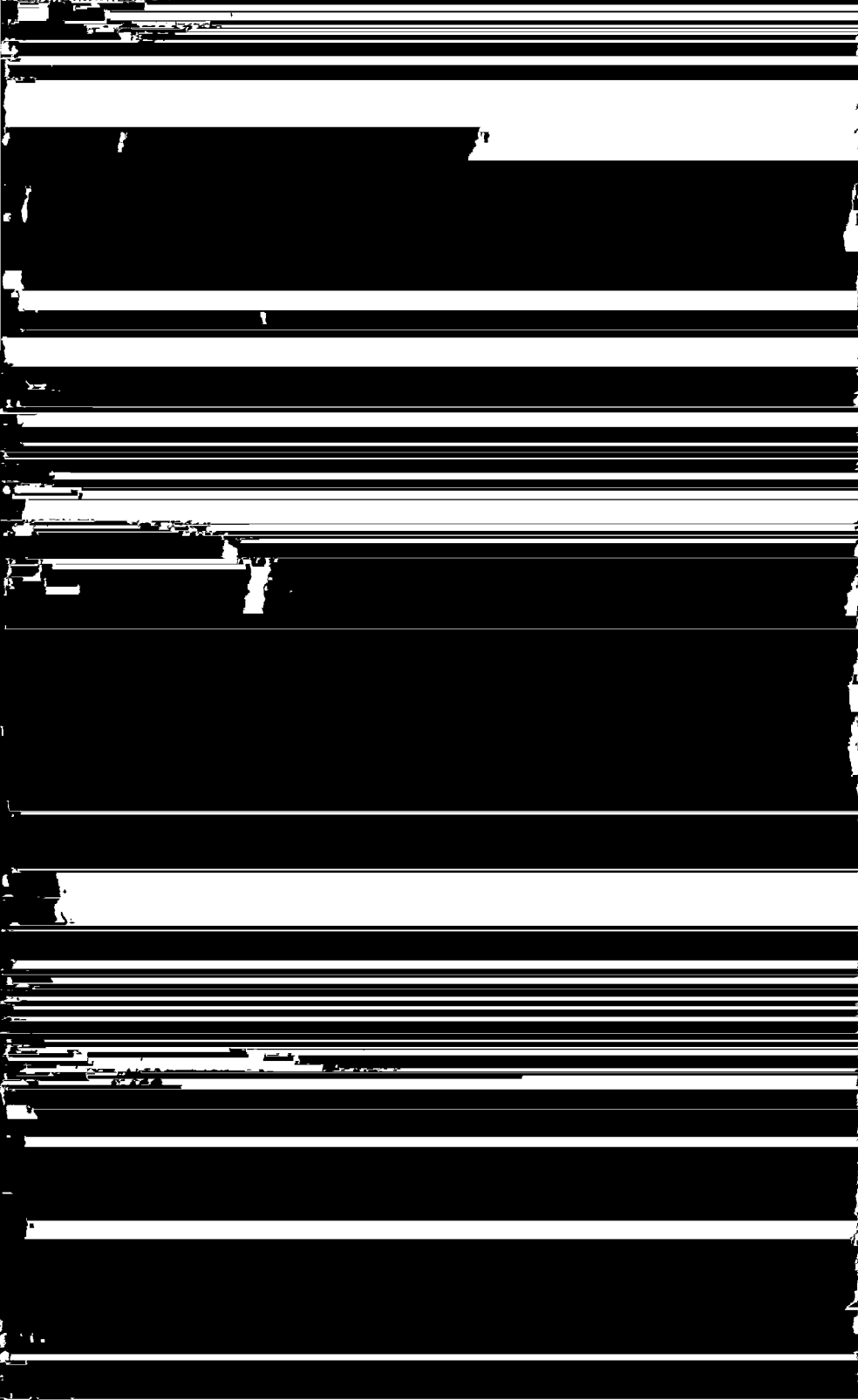
Schakeling van een duodiode-triode als voorversterkingsbuis in het L.F. gedeelte van een ontvanger met spanningstegenkoppeling.

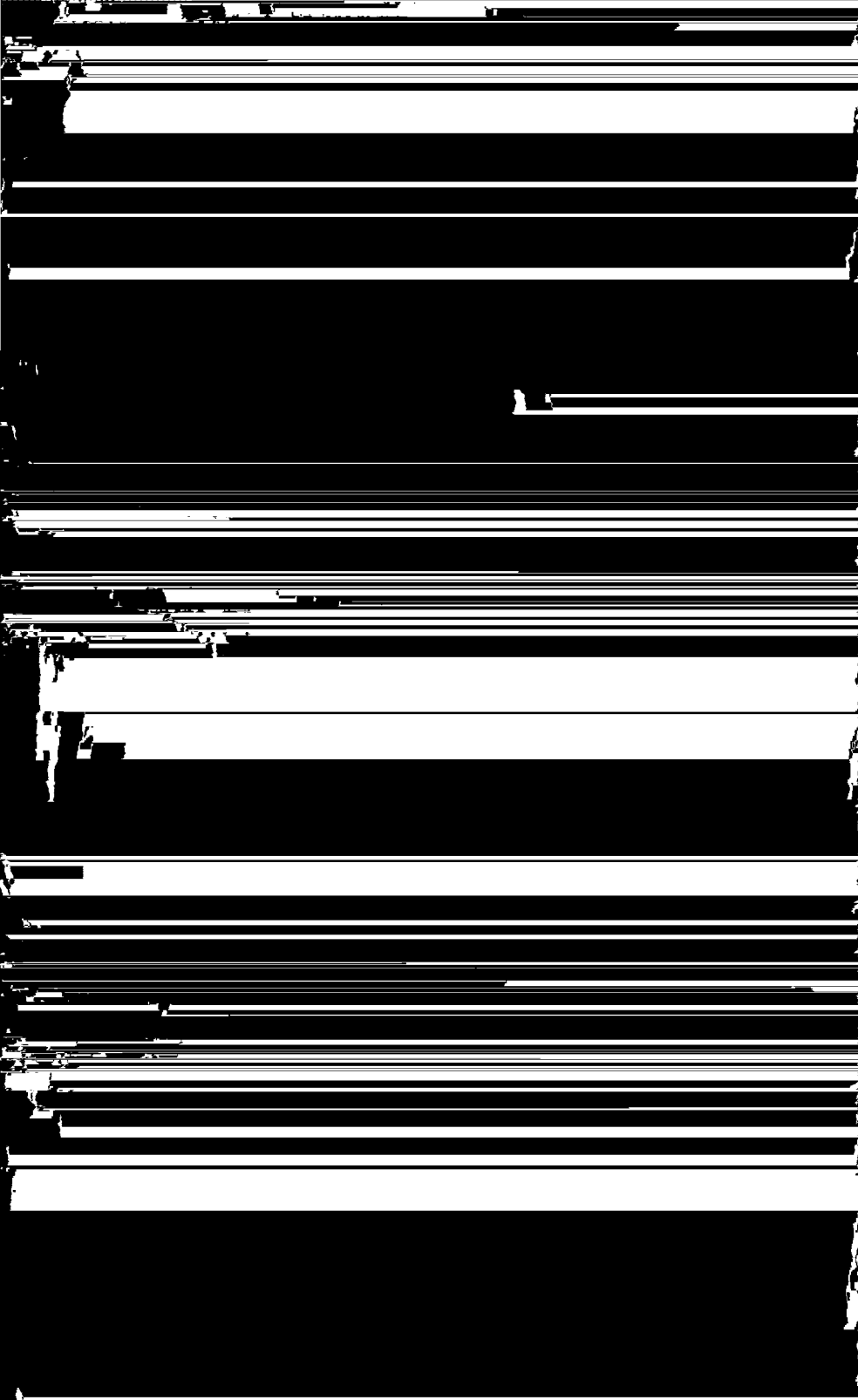


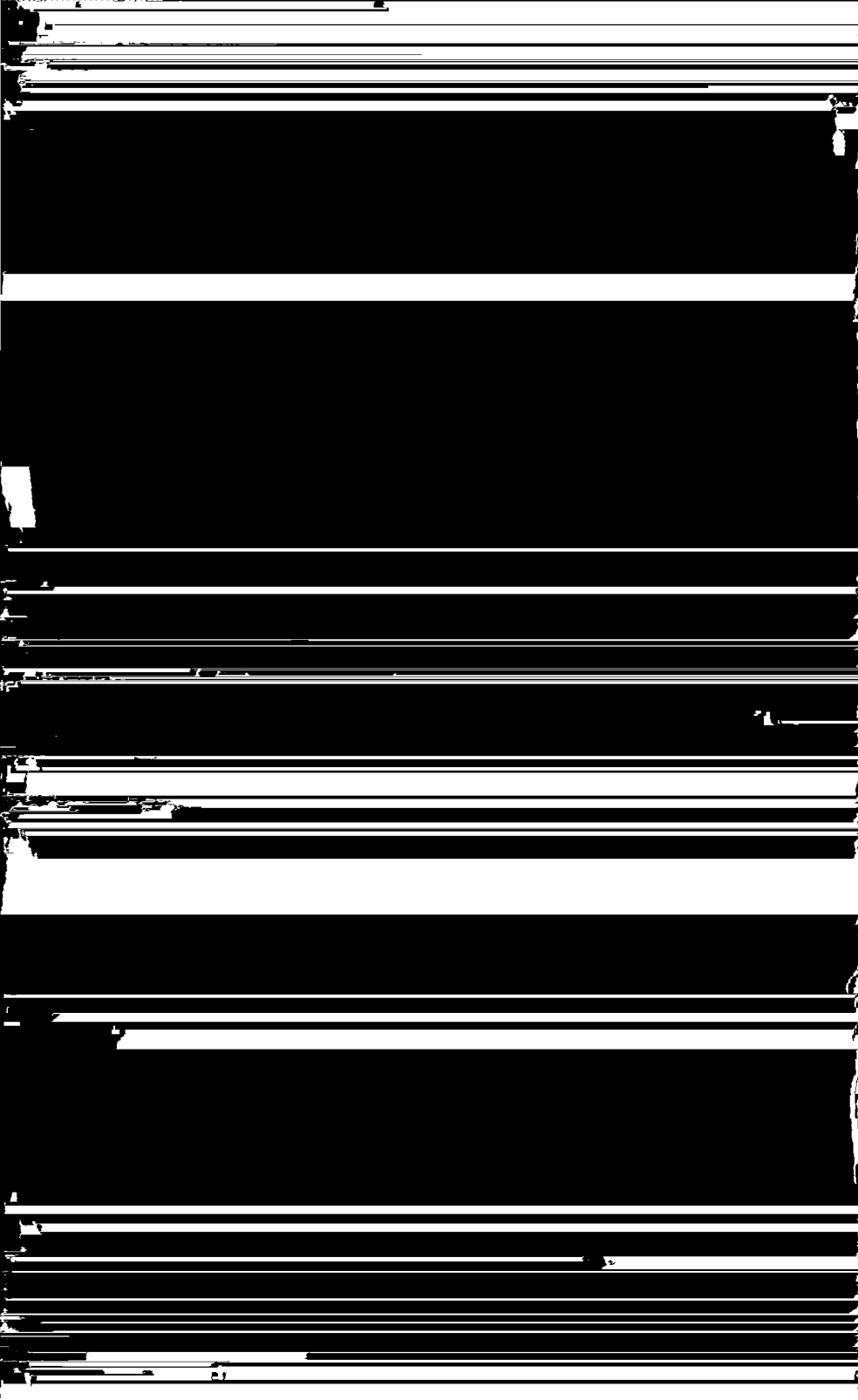
















sterker dan bij parallelvoeding, daar de wisselspanning tusschen gloeidraad en kathode bij serievoeding hooger is. Daar de meeste buizen van de Philips roode E-serie zoowel voor parallelvoeding als voor serievoeding in aanmerking komen, worden in de volgende voorbeelden de minder gunstige omstandigheden bij serievoeding beschouwd. Deze beschouwingen gelden ook voor de nieuwere gelijkstroom-wisselstroombuizen, zooals de buizen van de U-serie met een bodem van geperst glas.

a) Anodebrom

Onder **anodebrom** moet men verstaan de bromspanning, die ten gevolge van een of meer oorzaken tusschen anode en kathode, of wel, wat meestal op hetzelfde neerkomt, tusschen anode en chassis (aarde) ligt. Hieronder is echter niet begrepen de bromspanning, die zich eventueel aan de anode bevindt ten gevolge van de sturing van den anodestroom door een bromspanning, die tusschen een van de andere electroden (roosters) en de kathode aanwezig is en die over den eventueel aanwezigen anodeweerstand een bromspanning veroorzaakt.

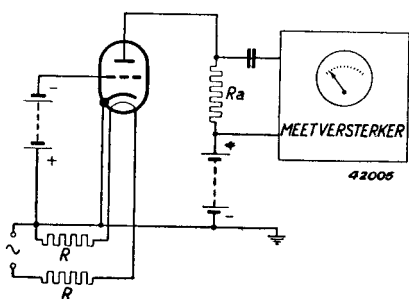
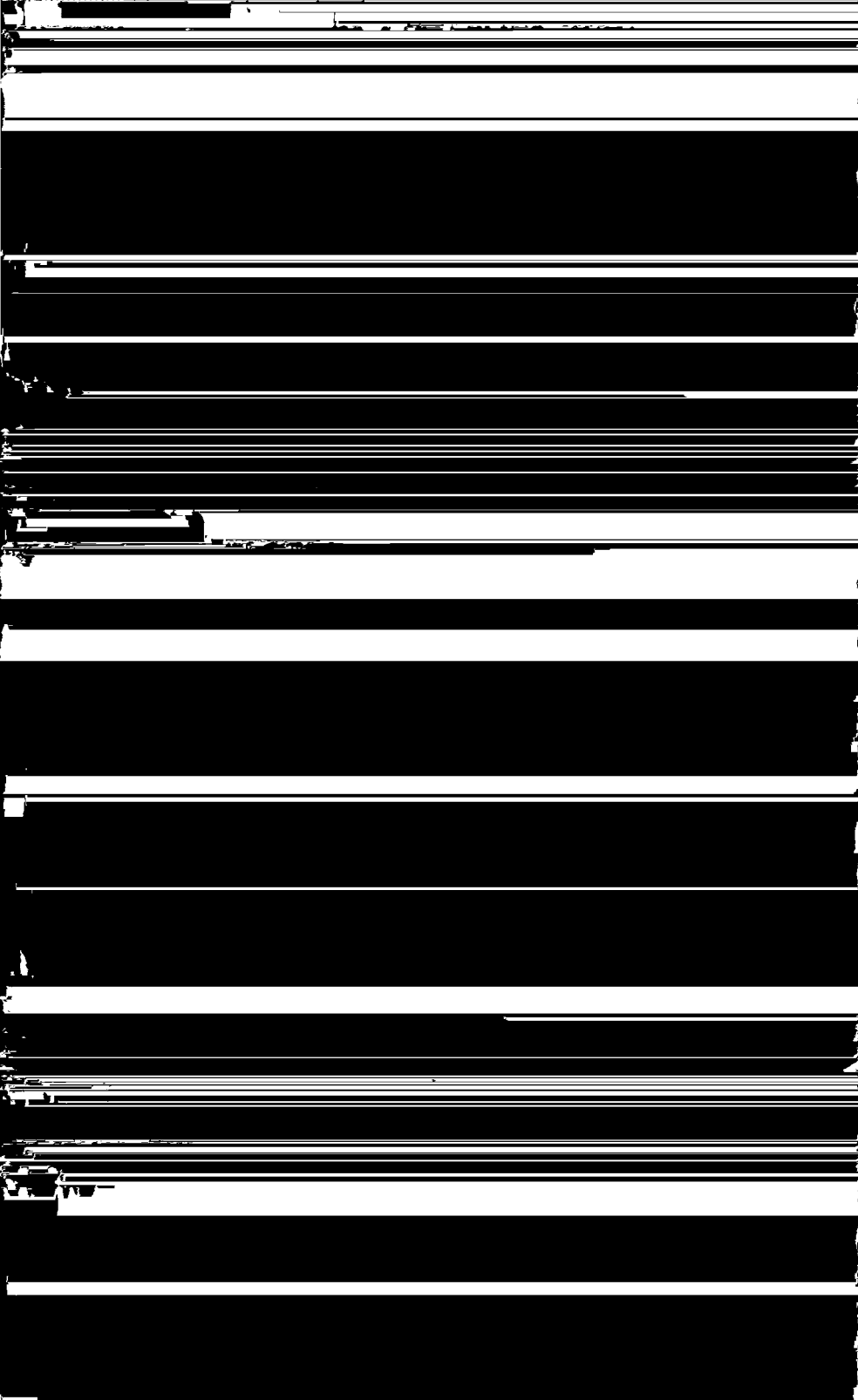


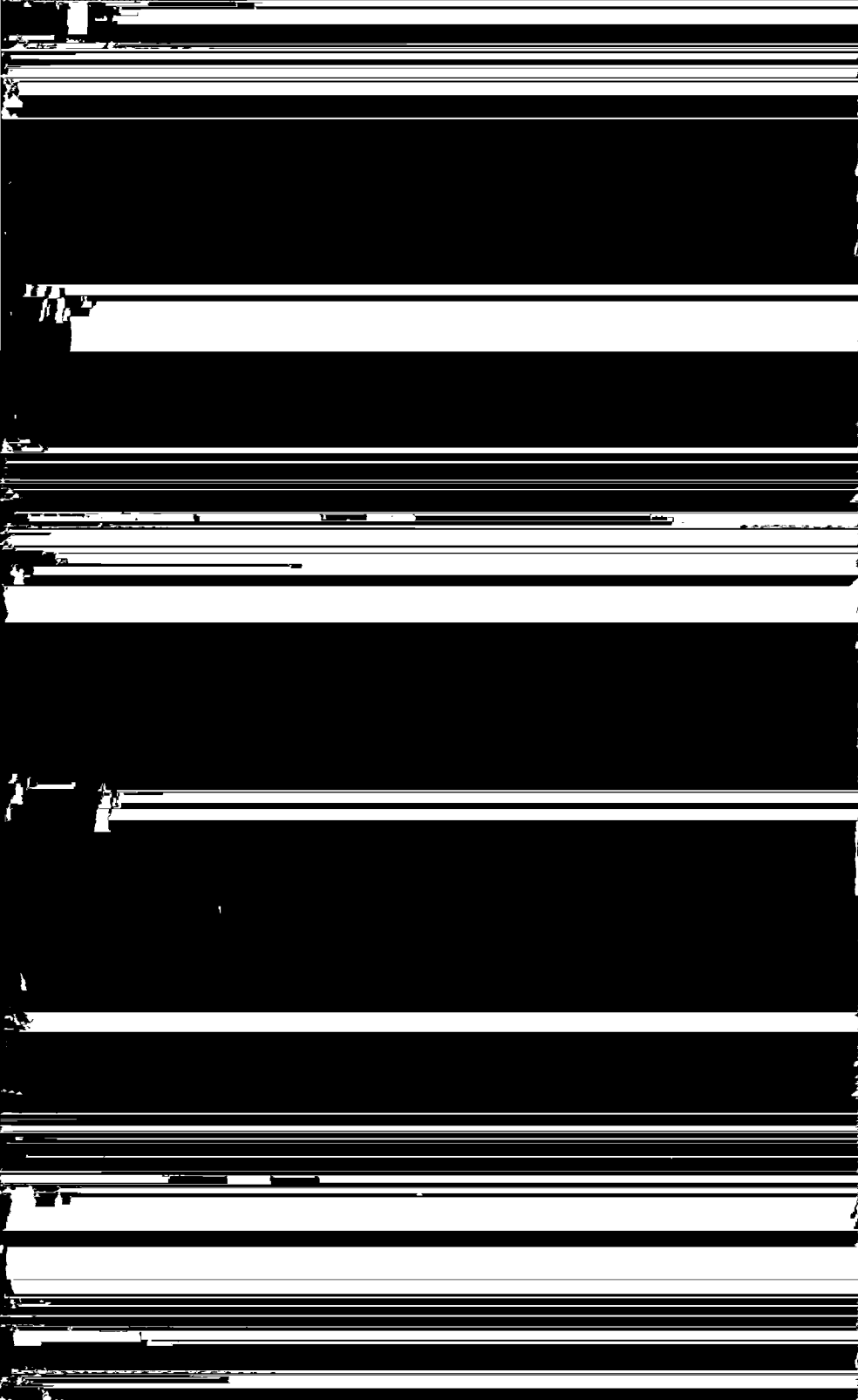
Fig. 324
Principieele opstelling voor het meten van den anodebrom van een buis.

Fig. 324 geeft een voorbeeld van een eenvoudige schakeling van een buis zonder impedantie in rooster- en kathodeketen. Op den anodeweerstand R_a is de versterker voor het meten van de bromspanning aangesloten. Reeds bij deze eenvoudige schakeling kan de brom verschillende oorzaken hebben; deze doen gezamenlijk den **anodebrom** ontstaan. De anodebrom kan bijvoorbeeld door de capaciteit tusschen gloeidraad en anode worden veroorzaakt of door-

dat de kathode electronen emitteert, die eerst op normale wijze de verschillende roosters doorloopen, maar juist voorbij den rand van de anode schieten; gedurende de eene halve periode van de gloeidraadwisselspanning, waarbij de gloeidraad positief is, kunnen de electronen dan op den gloeidraad terecht komen, terwijl zij gedurende de andere halve periode, waarbij de gloeidraad negatief is, via een omweg op de anode geraken. Daardoor zal aan de anode een bromspanning ontstaan; deze verdwijnt, indien de gloeidraad, bijvoorbeeld door een batterij, sterk negatief wordt gemaakt. Deze bromoorzaak dient door een doelmatige constructie van de buis te worden vermeden. Ook de capaciteit tusschen







zien. Ten gevolge van deze tegenkoppeling is dus een grootere bromspanning toelaatbaar.

De voornaamste oorzaken van den kathodebrom zijn:

- 1) slechte isolatie tusschen kathode en gloeidraad;
- 2) emissie van de kathode naar den gloeidraad;
- 3) emissie van den gloeidraad naar de kathode.

De capaciteit tusschen gloeidraad en kathode is meestal zeer klein vergeleken met de capaciteit, die tusschen kathode en chassis aanwezig is, en geeft dan geen aanleiding tot brom. Ook wanneer de kathodeweerstand niet overbrugd is, is de impedantie van de kathode-gloeidraad-capaciteit voor de bromfrequenties meestal zeer groot, vergeleken met de waarde van den kathodeweerstand.

Wanneer de impedantie van den kathodecondensator voor de bromfrequenties groot is (bijv. bij H.F. buizen wordt dikwijls een condensator van slechts 10 000 $\mu\mu\text{F}$ toegepast), dan speelt de isolatieweerstand tusschen gloeidraad en kathode een belangrijke rol.

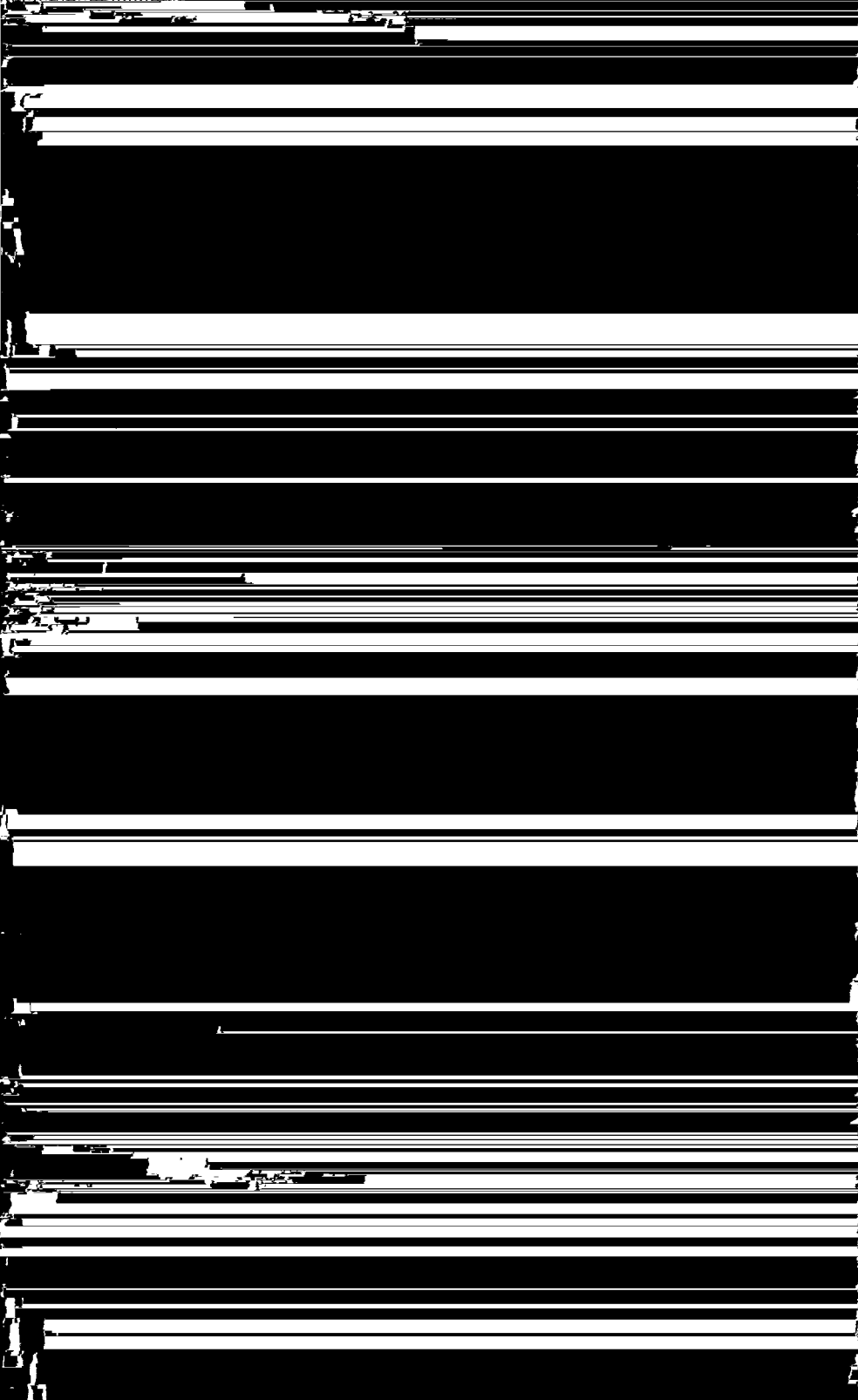
De minimaal toelaatbare waarde van den isolatieweerstand tusschen kathode en gloeidraad kan voor elke buis op eenvoudige wijze worden berekend. Stel dat, voor de ECH 3 bijvoorbeeld, met het oog op brommodulatie een bromspanning van 225 μV op het rooster toelaatbaar is. Ligt de gloeidraad van de ECH 3 op de derde plaats, dan bedraagt de wisselspanning tusschen gloeidraad en chassis aan het ongunstigste einde van den gloeidraad 19 V, indien de beide voorafgaande buizen elk een gloeispanning van 6,3 V hebben. In verband met het verloop van de gevoeligheid van het oor, wordt weer aangenomen, dat van de netspanning slechts de 3% van 500 Hz bepalend zijn voor den brom, die ten gevolge van isolatiefouten ontstaat. Heeft de kathodeweerstand een waarde van 215 Ω (de normale waarde van den kathodeweerstand voor deze buis), dan zou de isolatieweerstand tusschen gloeidraad en kathode ten minste

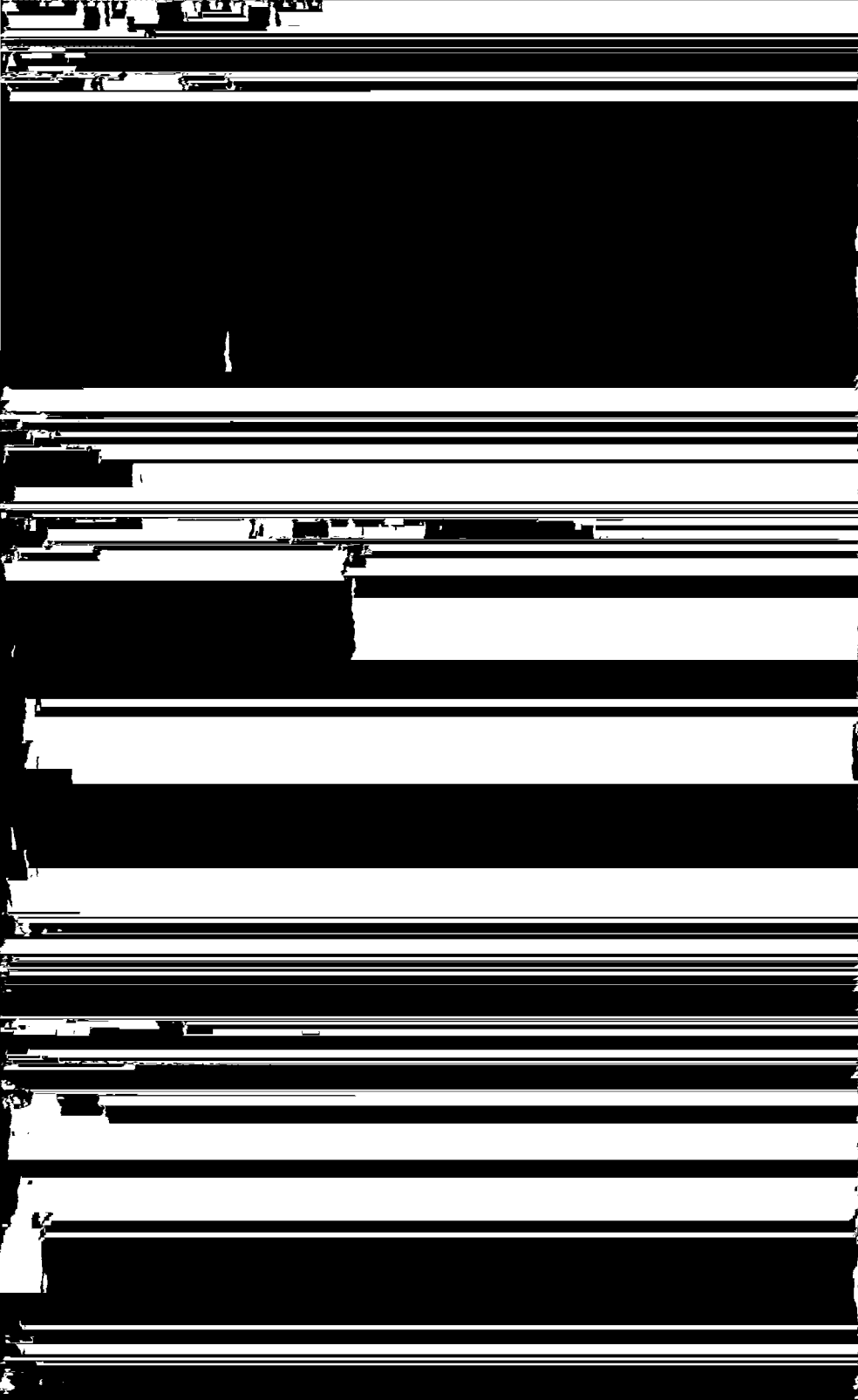
$$215 \times \frac{0,03 \times 19}{225 \times 10^{-6}} \Omega = 0,55 \text{ M}\Omega$$

moeten bedragen. Hierbij is geen rekening gehouden met de bovengenoemde tegenkoppeling, welke $(1 + S_k R_k)$ -voudig is. In het geval van de ECH 3 is de kathodesteilheid S_k ongeveer gelijk aan 2,3 mA/V, zoodat $1 + S_k R_k = 1 + 2,3 \cdot 10^{-3} \cdot 215 = 1,5$. De isolatieweerstand tusschen gloeidraad en kathode moet diensgevolge dus minstens $55 : 1,5 \approx 37 \text{ M}\Omega$ bedragen.

Door de moderne methoden, die bij de fabricage worden toegepast, is









voorgestelde meetinrichting worden aangetoond. De versterking achter een buis in onderzoek wordt zoodanig verhoogd en de luidspreker wordt zoo dicht bij de buis opgesteld, dat, ten gevolge van een of andere storing van buiten of onregelmatigheid in de roosterspanning, zelfexcitatie optreedt. Nu wordt de luidspreker in plaats van met den versterker, met een electrischen toongenerator, waarvan de frequentie regelbaar is, verbonden en meet men de spanning aan den uitgang van den versterker, waarbij men de frequentie, die de toongenerator levert, verandert. Men

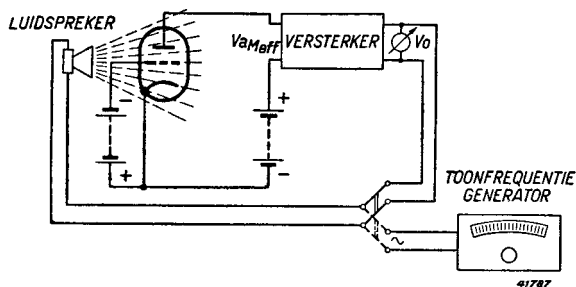


Fig. 326

Schematische samenstelling van een meetinrichting voor het vaststellen van L. F. microfonisch effect ten gevolge van acoustische terugkoppeling.

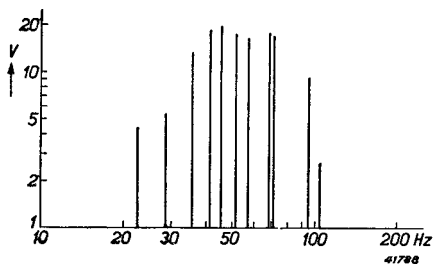


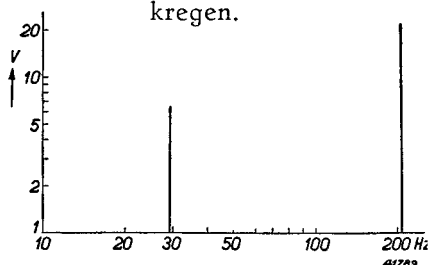
Fig. 327

Verticale as: Uitgangsspanning van den versterker in V bij de verschillende resonantiepieken.

Horizontale as: Frequentie van den toongenerator in Hz.

Deze figuur geldt voor een buis, die, wat microfonisch effect betreft, slechte eigenschappen heeft.

kan het resultaat van de metingen door een grafiek voorstellen, waarin de frequentie op de horizontale as en de uitgangsspanning V_0 van den versterker op de verticale as is uitgezet. Fig. 328 geeft het beeld, dat met een goede buis, en fig. 327 het beeld, dat met een slechte buis werd verkregen.



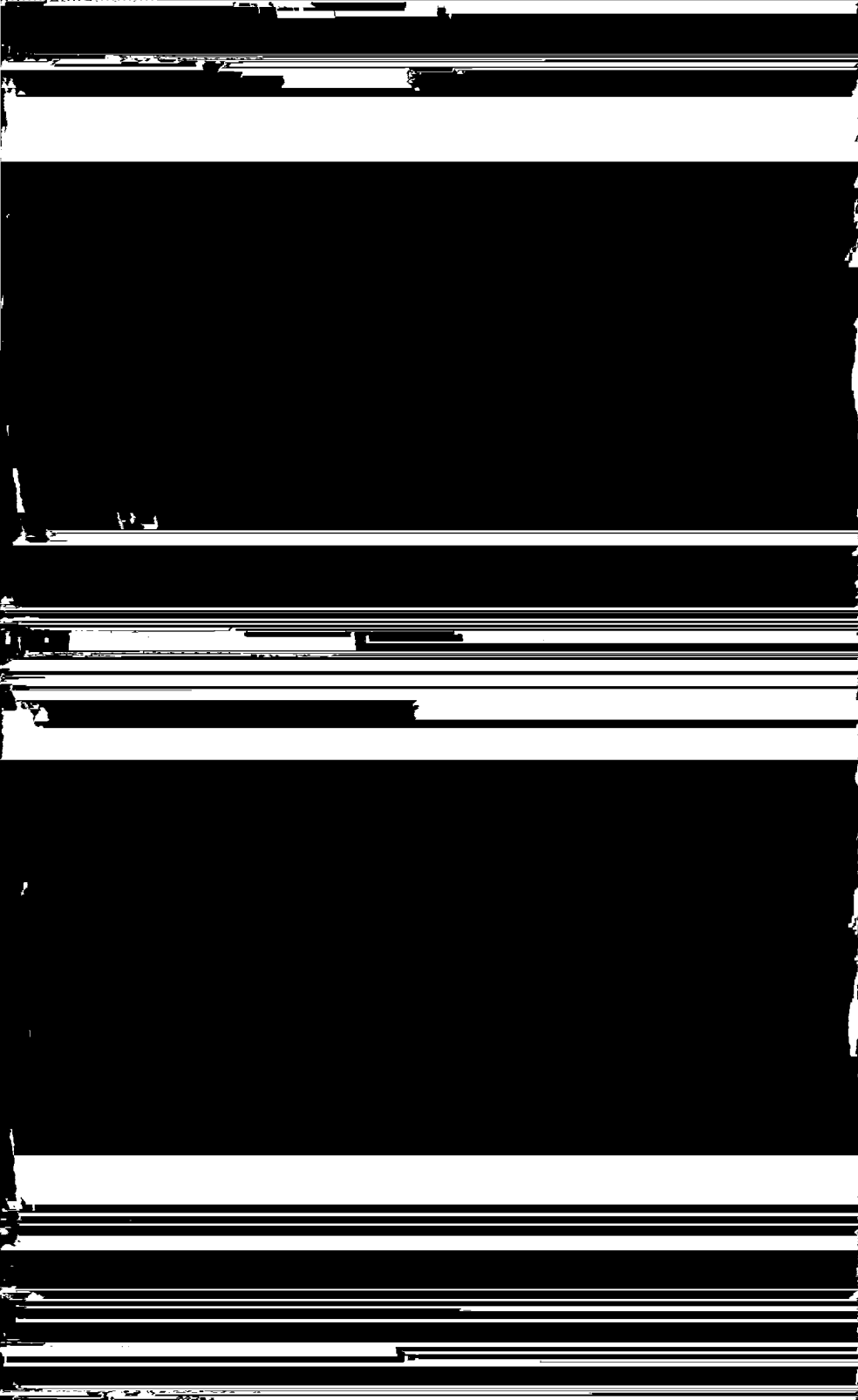
F: g. 328

Verticale as: Als fig. 327.

Horizontale as: Als fig. 327.

Deze figuur geldt voor een buis, die, wat microfonisch effect betreft, goede eigenschappen heeft.

Men kan vaststellen, dat de spanning aan den uitgang van den versterker plotseling sterk toeneemt, indien men met den toongenerator door de oorspronkelijke frequentie, waarbij het microfonisch effect optreedt, heen draait. Deze resonantie is doorgaans zoo scherp, dat men de frequentie van den toongenerator zeer voorzichtig moet instellen.



waren voor microfonisch effect, in rubber verpakt en bovendien nog in veerende houders geplaatst, om de acoustische terugkoppeling via de lucht tegen te gaan. In elk geval moet een toestel zoodanig worden geconstrueerd, dat de buis, die het gevoeligst is voor microfonisch effect, bijvoorbeeld de eerste L.F. buis, zoo ver mogelijk van den luidspreker wordt opgesteld. Ook bij de constructie van de buizen dienen de maatregelen te worden getroffen, die noodzakelijk zijn om microfonisch effect zoo veel mogelijk op te heffen. Dit kan geschieden door de onderdeelen, die door den luidspreker in trilling worden gebracht, zoo sterk mogelijk te dempen. Zoo kan hiertoe de speling tusschen de kathode en de steunen voor de roosters en de anode eenerzijds en de gaten in de mica of keramische plaatjes anderzijds, zoo klein mogelijk worden gehouden. Aan de vermindering van de speling wordt echter een grens gesteld, daar de steunen bij een verhooging van de temperatuur krom kunnen trekken, indien ze volkomen stijf zouden zijn opgesteld, waardoor niet alleen de karakteristiek zou worden beïnvloed, maar zelfs kortsluiting in de buis zou kunnen ontstaan. Een andere maatregel is, voor de montage van het electrodensysteem onderdeelen toe te passen, die zoo kort en zoo stijf mogelijk zijn. In batterijbuizen moet de gloeidraad door veeren doelmatig worden gespannen en dienen zijwaartsche trillingen te worden gedempt (dit geschiedt bijvoorbeeld door een micaplaatje, dat tegen het midden van den gloeidraad drukt - zie fig. 27). Bij de Philips buizen zijn zoodanige maatregelen getroffen, dat in normale schakelingen, bij normale L.F. gevoeligheid (normale versterking achter de buis) en bij niet al te ongunstige opstelling ten opzichte van den luidspreker, bevredigende resultaten worden verkregen. In het L.F. gedeelte van een ontvangtoesel is de L.F. voorversterkingsbuis het gevoeligst voor microfonisch effect, daar op deze buis de grootste versterking volgt. Eindbuizen zullen doorgaans geen aanleiding geven tot het optreden van microfonisch effect. Voor de Philips voorversterkingsbuizen zooals de EBC 3, EF 6, EF 9, EF 22, enz. geldt, dat, bij normale opstelling in het toestel en bij toepassing van een luidspreker met de gebruikelijke gevoeligheid, de aan het rooster van deze buizen gemeten L.F. gevoeligheid niet grooter mag zijn dan 6 mV (voor een aan den luidspreker geleverd vermogen van 50 mW). Bij krachtversterkers en microfoonversterkers wordt de luidspreker doorgaans op grooten afstand van het toestel opgesteld en bestaat geen vaste verbinding tusschen luidspreker en chassis, zoodat daarin een aanmerkelijk groo-tere versterking achter de ingangsbuis kan worden toegepast.

Bij microfoonversterkers zal de excitatie van de ingangsbuis door de voor de microfoon bestemde acoustische golven de versterking achter deze buis begrenzen; deze zou anders zelf als microfoon werken. Verder

geldt voor microfoon- en krachtversterkers als begrenzing, dat kleine schokken en trillingen een naklinken kunnen veroorzaken.

§ 4. Invloed van de bedrijfsspanningen op L.F. microfonisch effect

De invloed van trillingen van onderdelen in de buis op den anodestroom of op de anodespanning hangt ook af van de voor de buis toegepaste bedrijfsspanningen. Bij gelijkblijvende versterking achter het rooster van een triode zal microfonisch effect in sterkere mate optreden

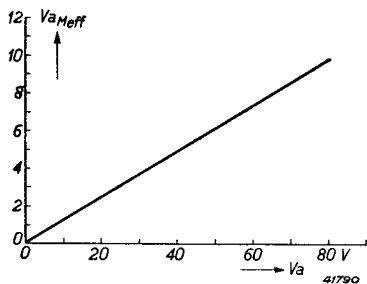


Fig. 329

Anodewisselspanning V_{aMeff} , die bij een bepaalde acoustische beïnvloeding van een triode met weerstandskoppeling optreedt, als functie van de gelijkspanning aan de anode.

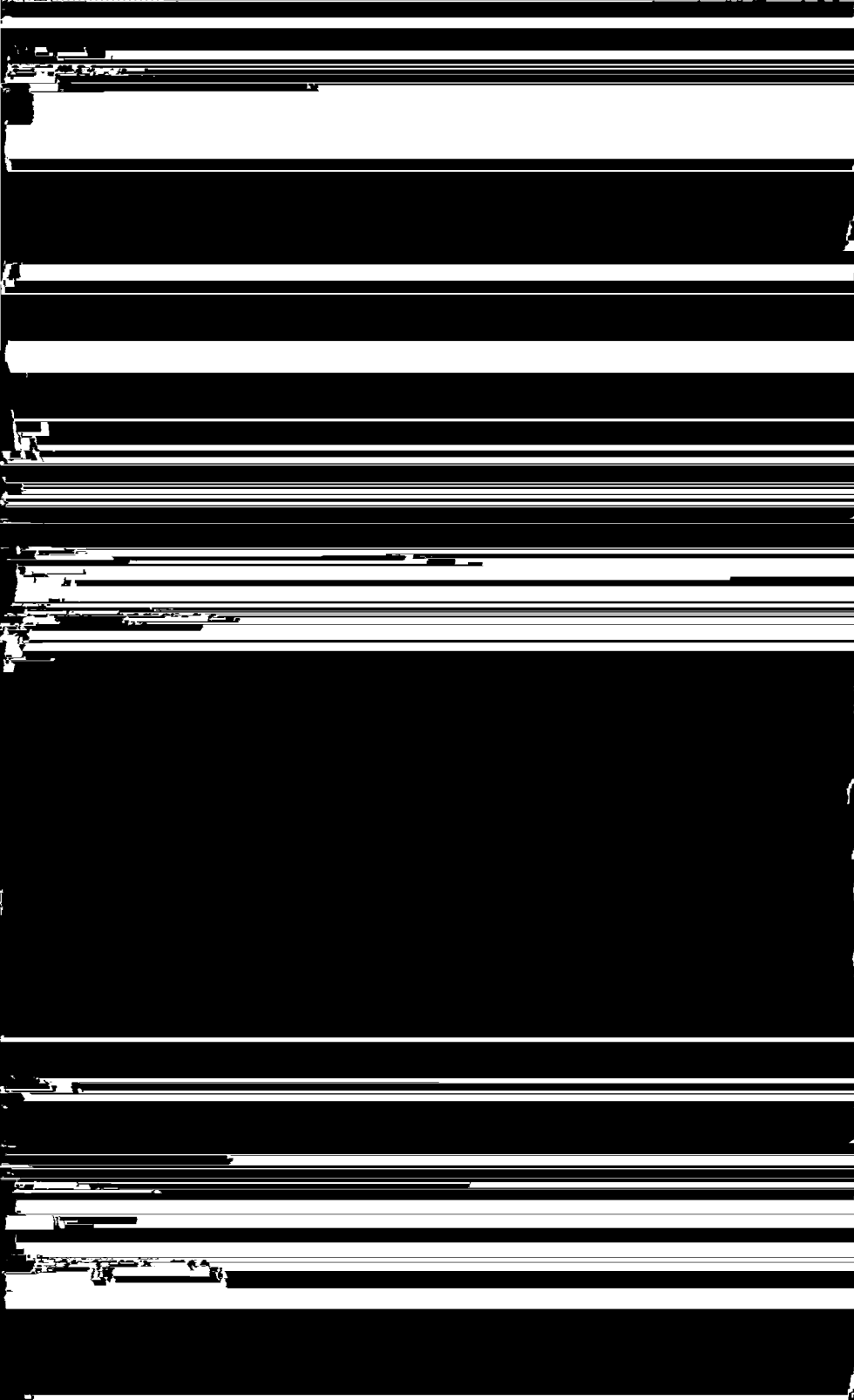
kromme, zooals door fig. 329 wordt voorgesteld. (Deze kromme werd opgenomen aan een triode met weerstandskoppeling.) Uit deze kromme blijkt, dat het microfonisch effect sterker wordt met toenemende anodespanning, zoodat het dus gunstig is een zoo laag mogelijke anodespanning (bij trioden) en een dienovereenkomstige grootere versterking achter de buis te kiezen. Bij schermroosterbuisen is de schermroosterspanning van belang en dient deze zoo laag mogelijk te worden gekozen. Daar met trioden bij transformator-koppeling doorgaans een hogere anodegelijkspanning wordt toegepast dan bij weerstandskoppeling, zal de ingangsbuis van een versterker met weerstandskoppeling bij dezelfde versterking achter het rooster, minder gevoelig zijn voor microfonisch effect dan een ingangsbuis met transformator-koppeling. Verder is het in het algemeen gunstig buizen met een grooten versterkingsfactor toe te passen.

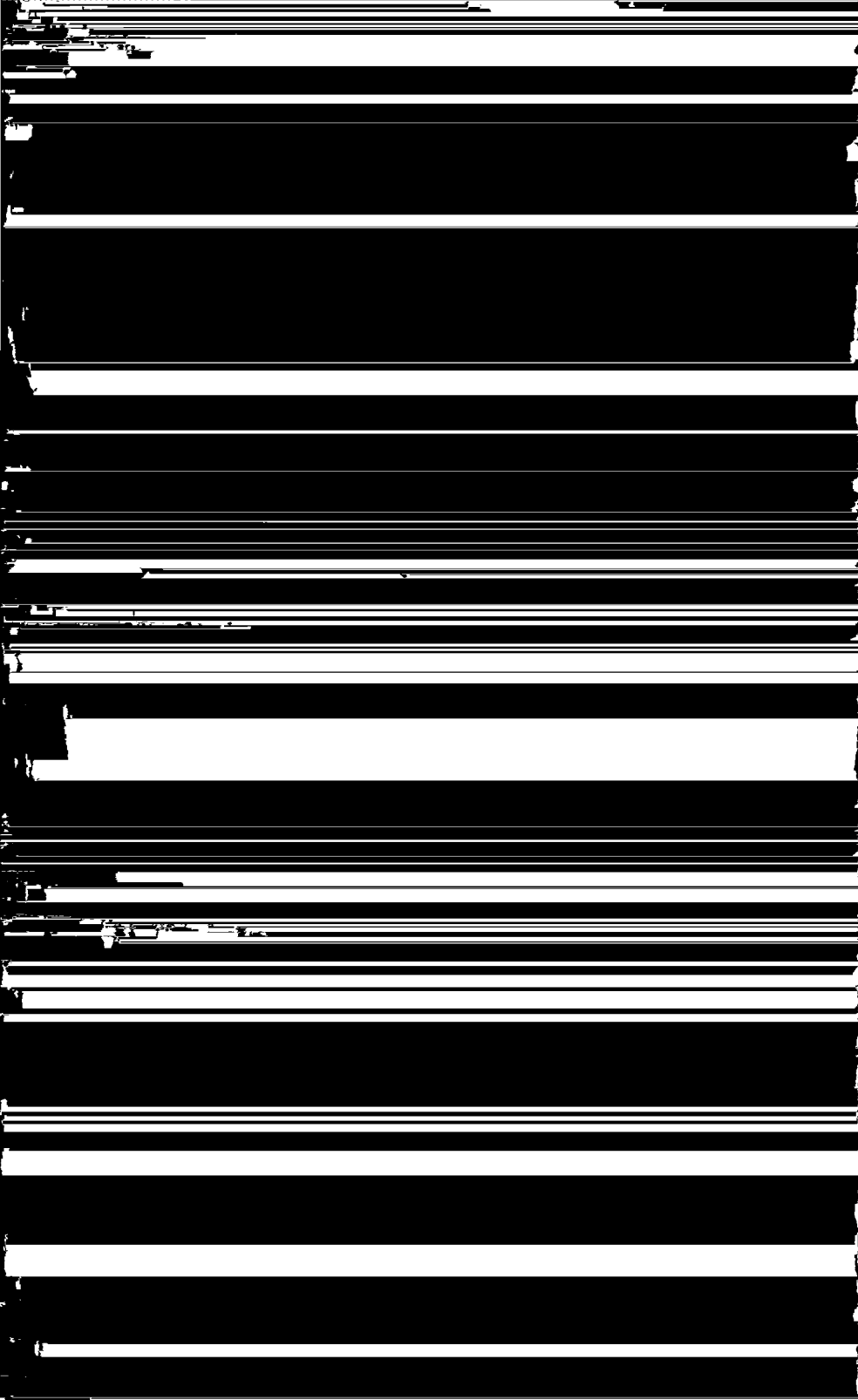
§ 5. H.F. microfonisch effect

Indien een mechanische trilling een buis beïnvloedt, die door een H.F. of M.F. trilling wordt gestuurd, bestaat de mogelijkheid, dat de elektrische H.F. of M.F. trilling wordt gemoduleerd door de mechanische tril-

bij een hogere anodespanning dan bij een lagere anodespanning.

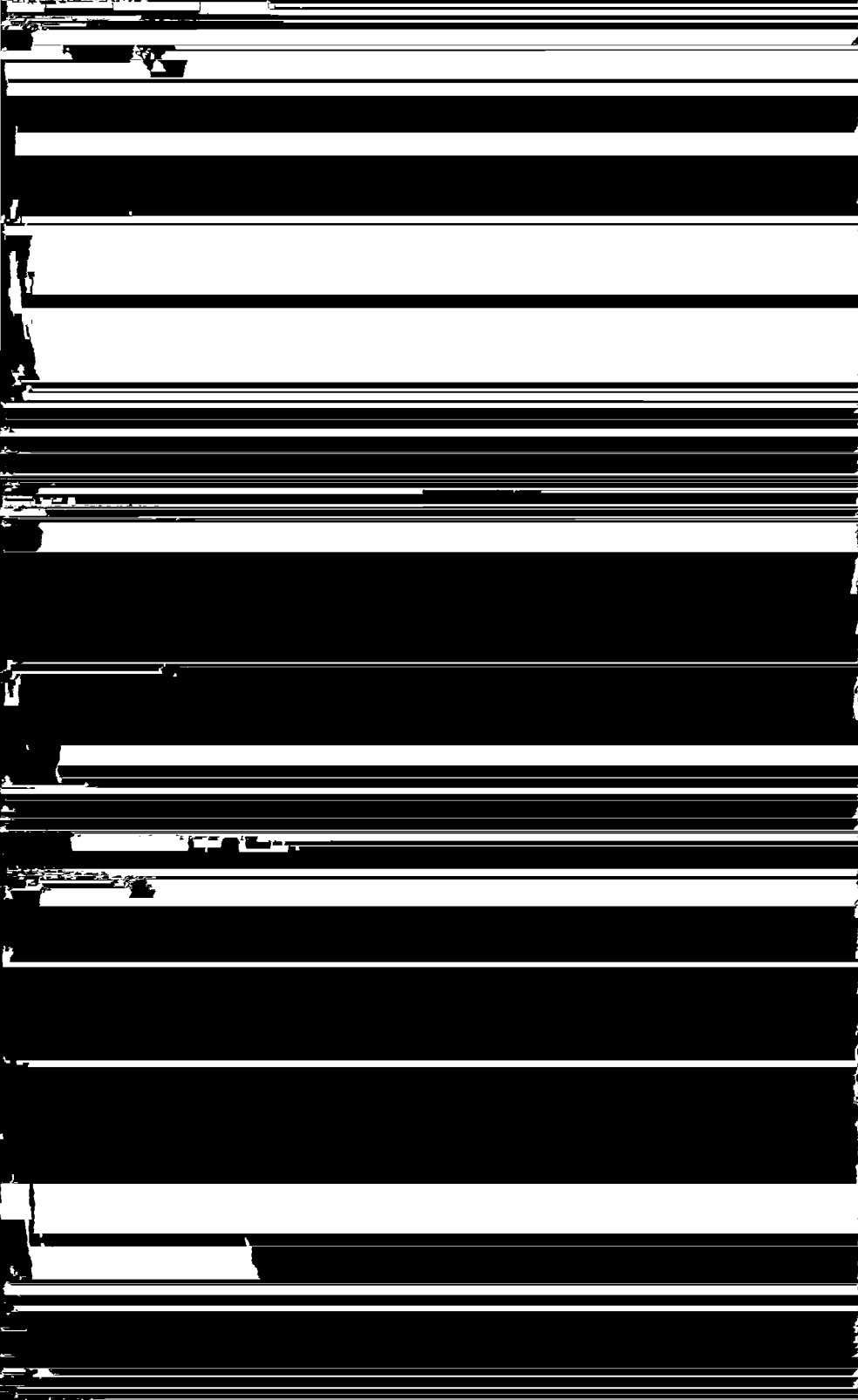
Treedt bij een bepaalde resonantie in de buis microfonisch effect op, dan zal over de koppelimpedantie of den koppelweerstand in de anodeketen een wisselspanning V_{aM} ontstaan, waarvan de grootte afhankelijk is van de sterkte der acoustische beïnvloeding. Men kan nu de effectieve waarde V_{aMeff} van de anodewisselspanning, die ten gevolge van een bepaalde acoustische beïnvloeding bij de beschouwde resonantie optreedt, als functie van de anodegelijkspanning uitzetten en verkrijgt dan een





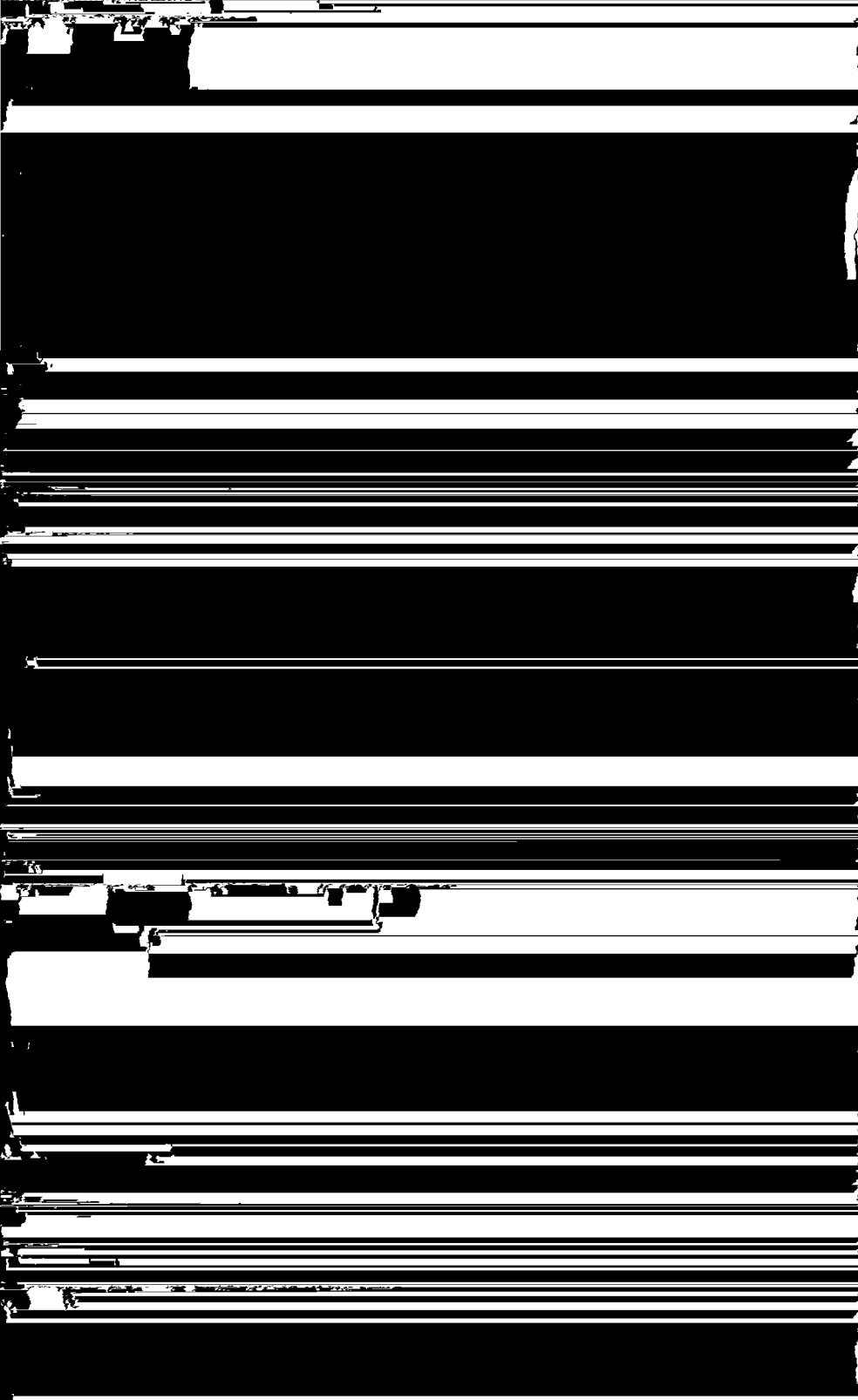






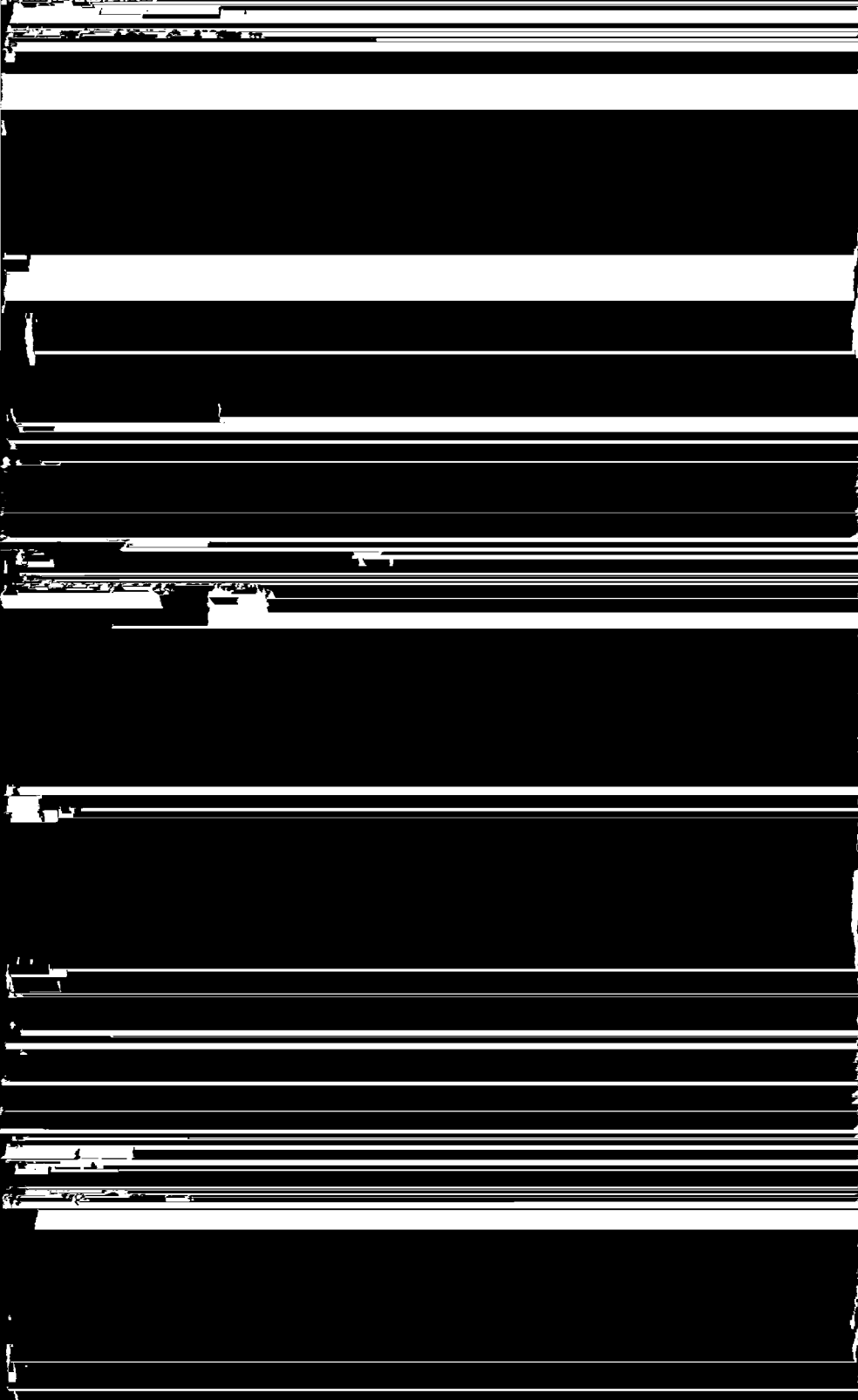


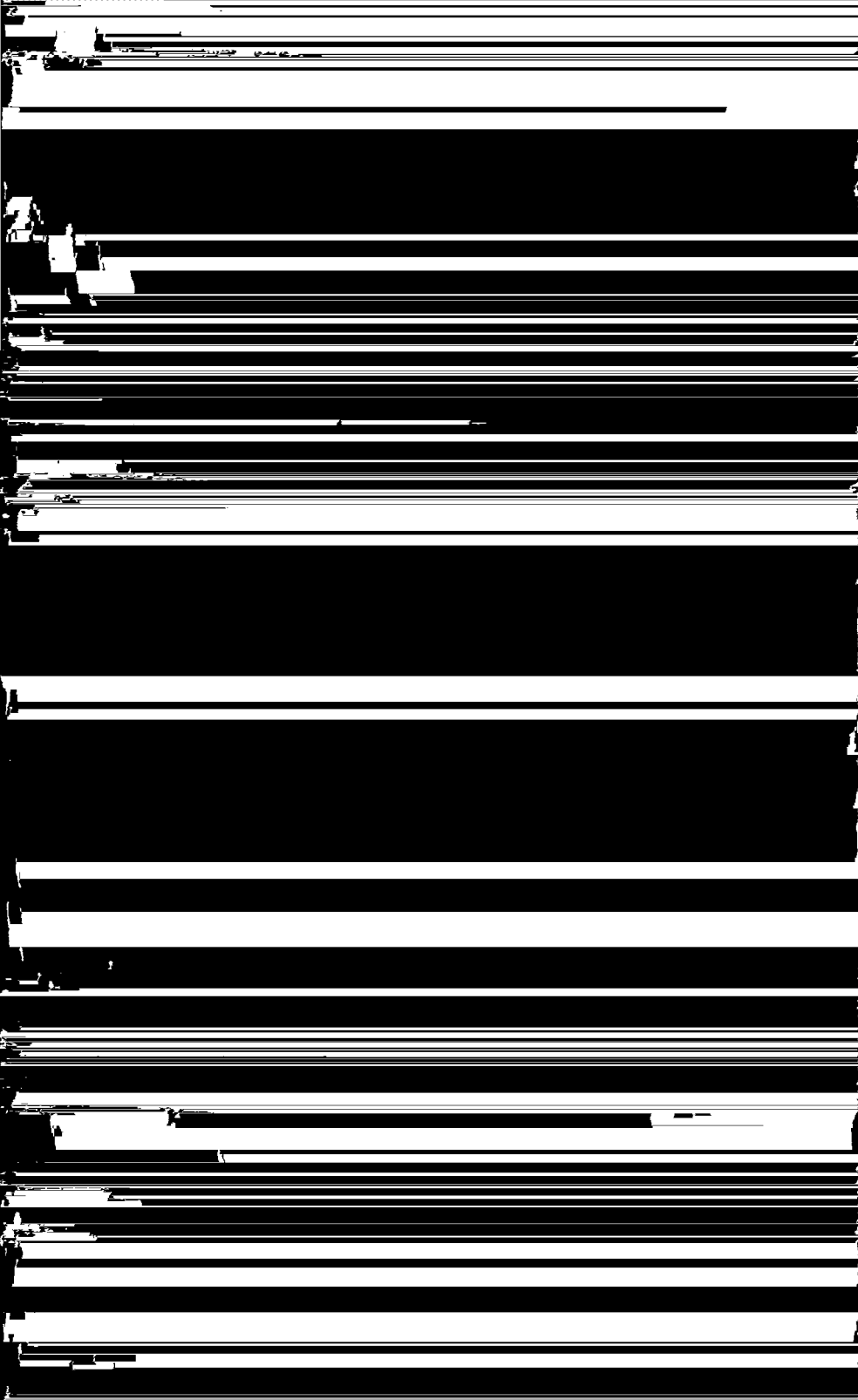












het rooster bij voldoende verhitting door de warmteuitstraling van de kathode (soms tot 300—350° C) in staat zijn, electronen te emitteren. Men spreekt dan van **roosteremissie**. Ook hierdoor kan het werkpunt

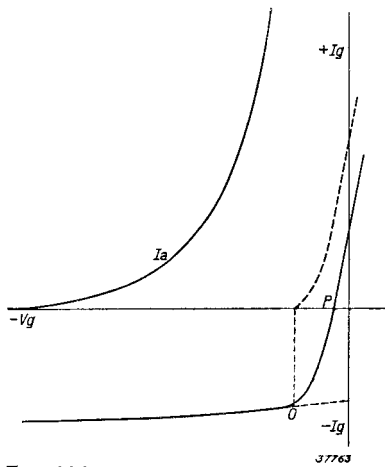


Fig. 336

Negatieve roosterstroom $-I_g$ ten gevolge van roosteremissie als functie van de negatieve roosterspanning. Bij een groote negatieve roosterspanning vertoont de roosteremissie een soort verzadiging.

roosterspanning gelijk aan nul, terwijl de stroom bij roosteremissie een soort verzadiging vertoont.

c) Isolatiestroom

Negatieve roosterstroom kan ook door onvoldoende isolatie tusschen de electroden ontstaan, bijvoorbeeld als barium, bariumoxyde of verdampt metaal van de electroden op de isoleerende schijven, den kneep of de glasparels neerslaan. In verband hiermee worden de isolatoren dikwijls door een speciale laag bedekt, waardoor de oppervlakte ruw wordt en de kruipweg wordt verlengd.

Fig. 337 geeft schematisch de richting van de stroomen door de ketens als gevolg van den isolatiestroom tusschen anode en rooster en tusschen kathode en rooster. De kromme 1 van fig. 338 geeft het verloop

in positieve richting verschuiven, natuurlijk met dezelfde gevolgen als bij de ionisatie van sporen van gas. Ter vermindering van roosteremissie wordt de temperatuur van het stuurrooster in de buizen zoo laag mogelijk gehouden; zoo vervaardigt men de draagsteunen van het rooster uit goed warmtegeleidend materiaal (zooals koperdraad overtrokken met nikkel); dikwijls worden aan de uiteinden van de roostersteunen zoogenaamde „koelvleugels” gelascht, die ter bevordering van de warmteuitstraling zwart zijn. In fig. 336 is het verloop van den roosteremissiestroom als functie van de roosterspanning uitgezet. Uit deze figuur blijkt duidelijk het verschil met den ionenstroom van fig. 333. Deze laatste wordt bij een groote negatieve

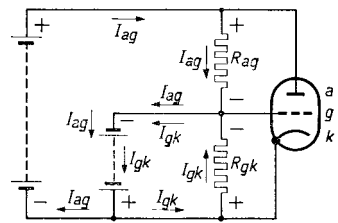
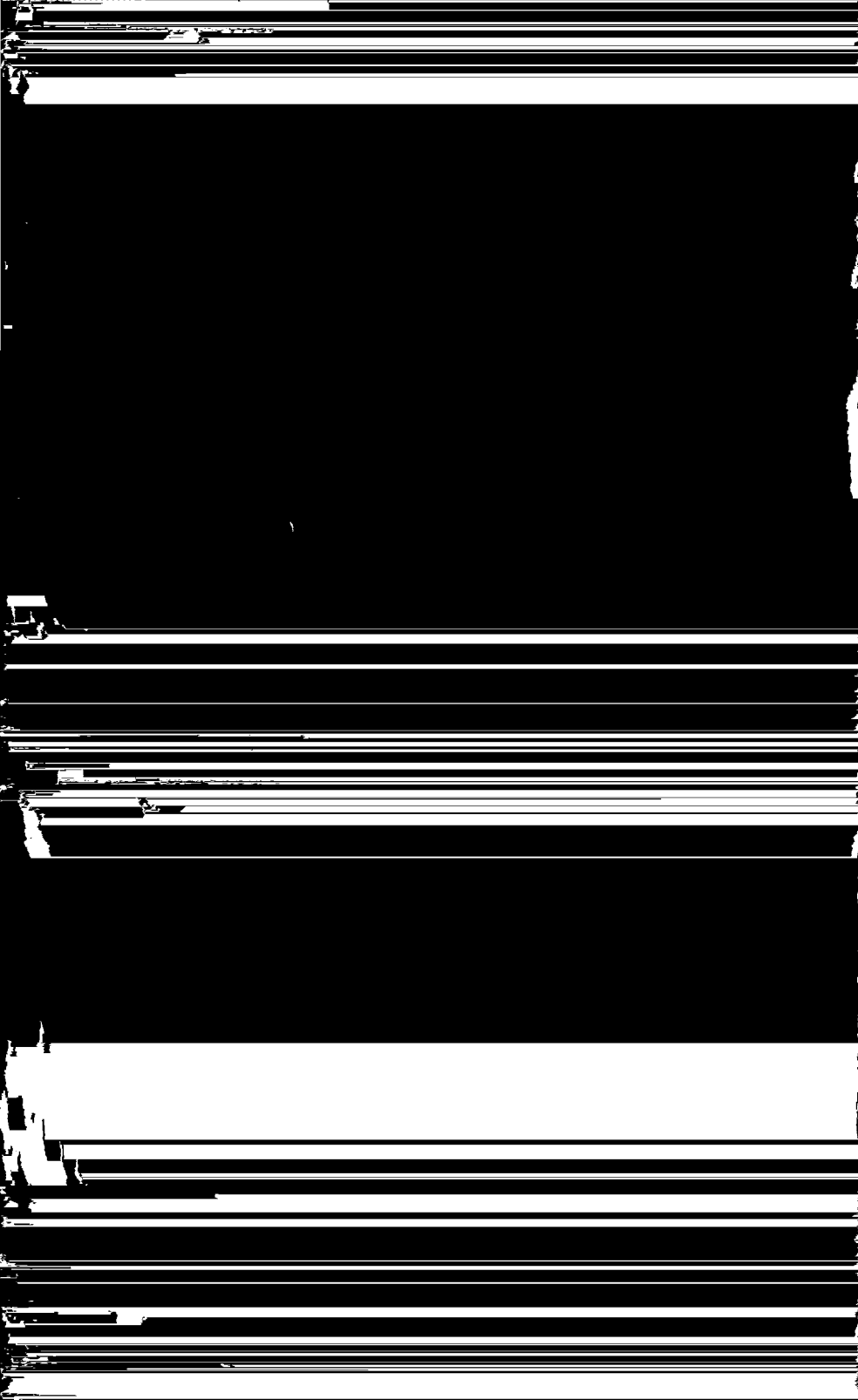
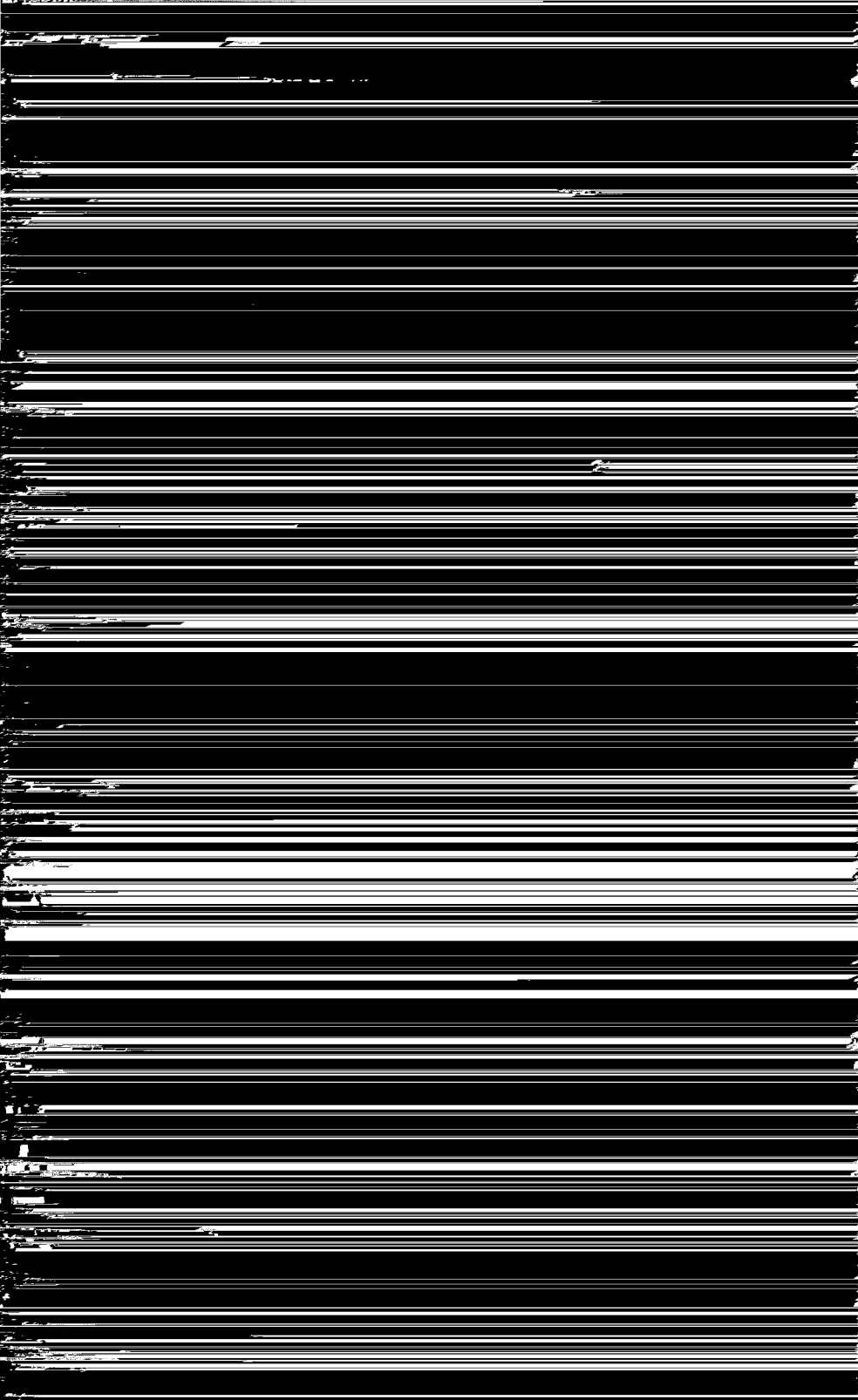


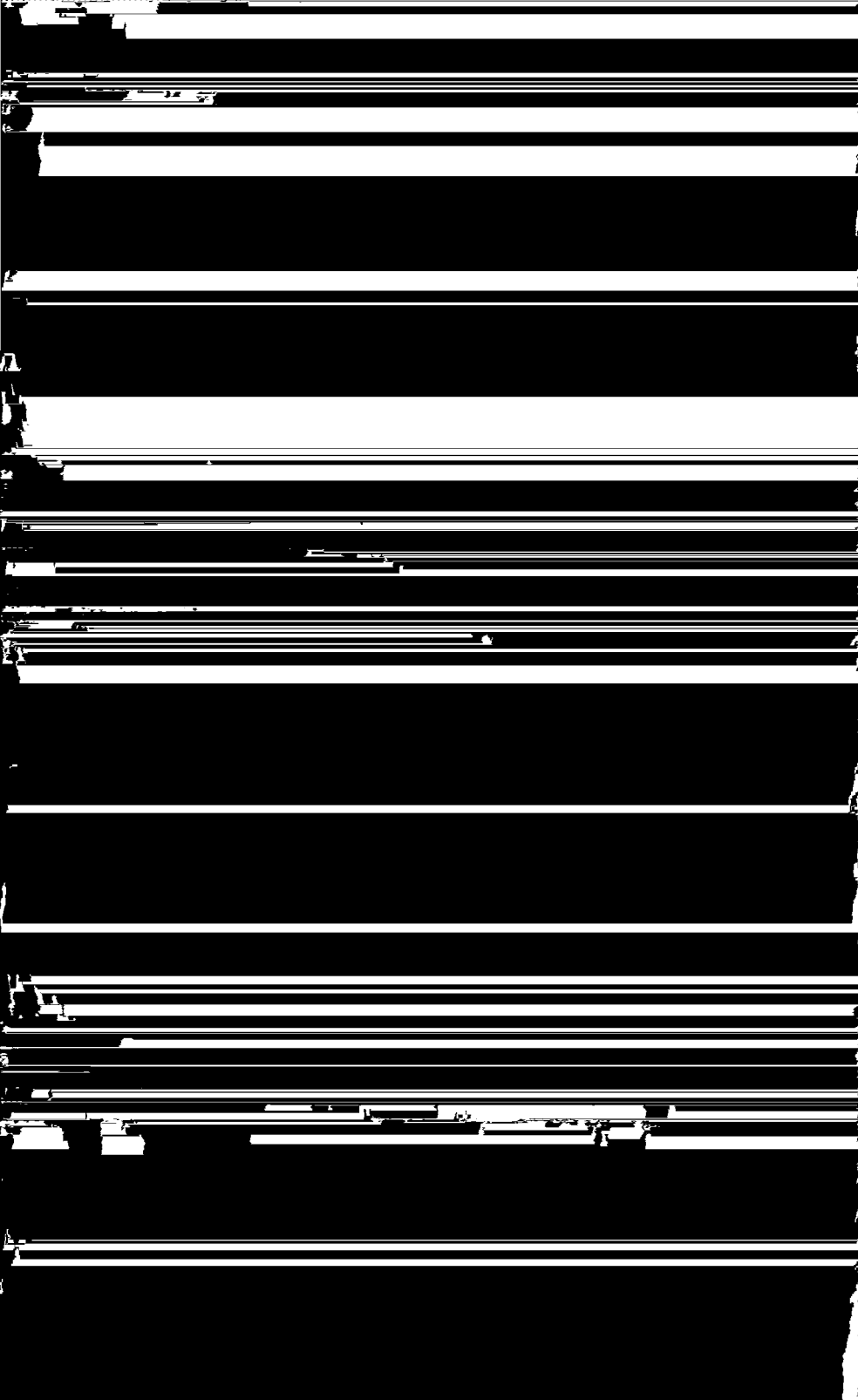
Fig. 337

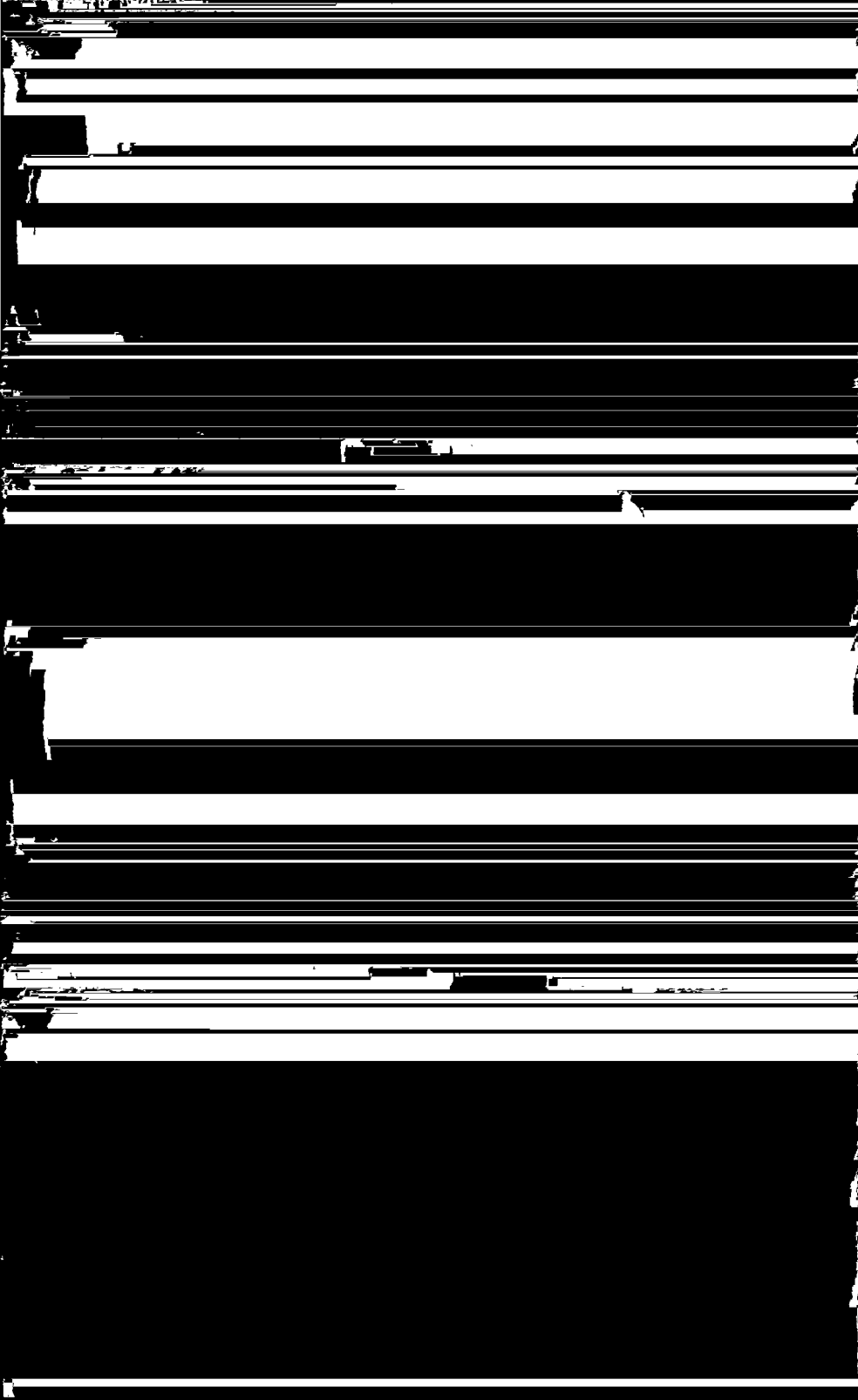
Schematische voorstelling van den loop van den isolatiestroom tusschen anode en rooster en tusschen kathode en rooster.

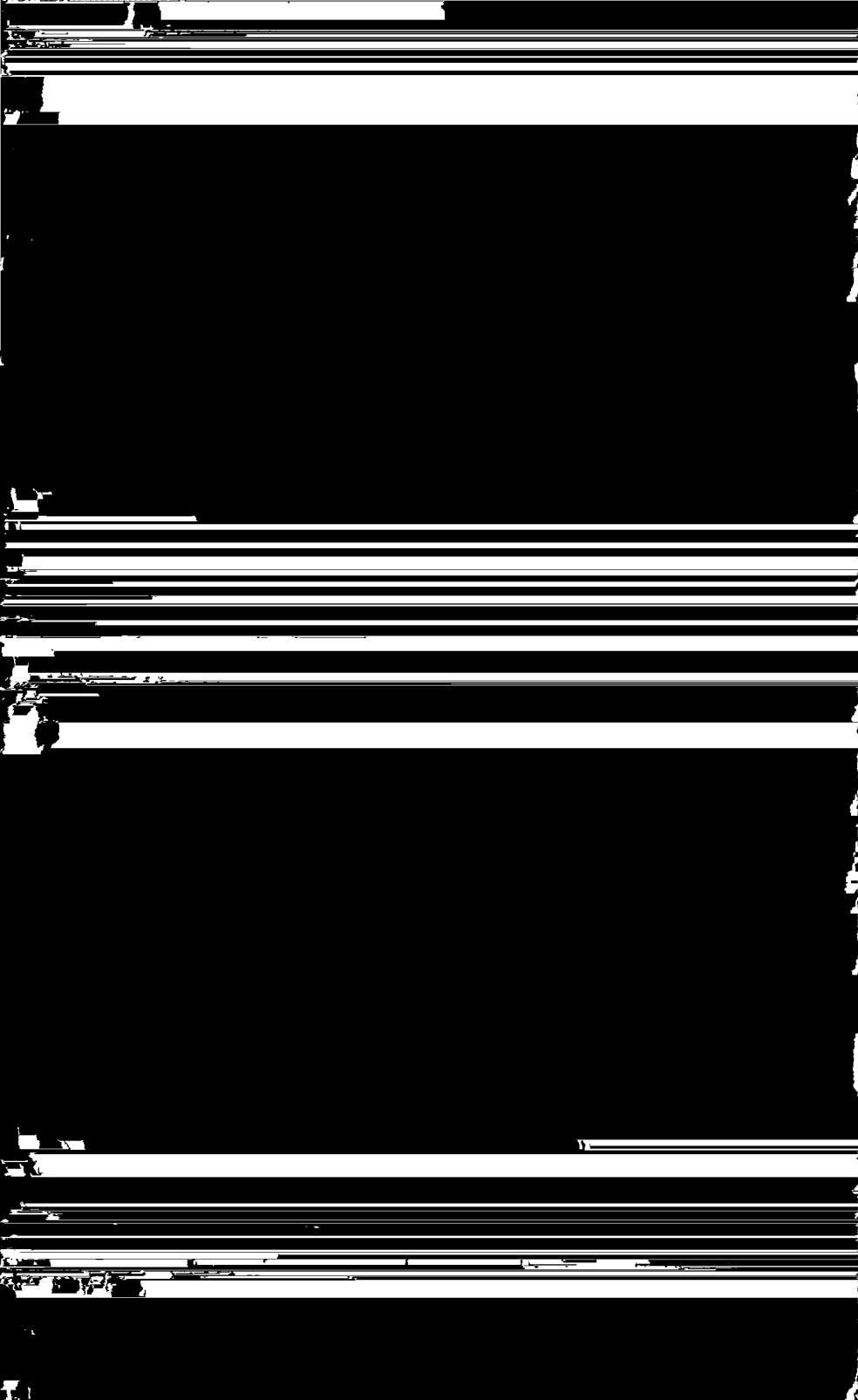






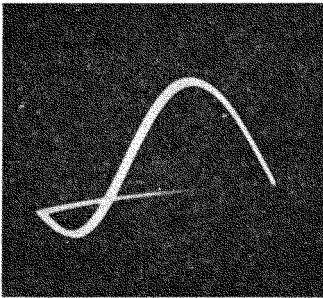




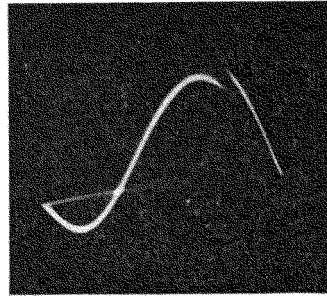


Deze vervorming kan met behulp van een kathodestraaloscillograaf zichtbaar gemaakt worden en we krijgen dan bijv. een oscillogram, zooals in fig. 342 rechts is voorgesteld. Deze vervorming ontstaat voornamelijk bij groote geluidssterkten; haar ontstaan kan op de volgende wijze worden verklaard.

Bij de onderbreking van de anodetoevoerleiding van een buis, zooals in fig. 340 is aangegeven, zijn alleen de twee potentiaaltoestanden A en C mogelijk (zie fig. 341). De toestand C zal echter alleen kunnen optreden,



40758



40759

Fig. 342

Rechts: De onregelmatigheid, die bij een eindbuis ten gevolge van potentiaalsprongen van isolatoroppervlakken in de kromme van de anodespanning als functie van den tijd optreedt.

Links: Oscillogram van deze sinusvormige anodewisselspanning zonder dit effect.

zoolang de schermroosterspanning van de buis voldoende hoog is. Bij verlaging van de schermroosterspanning verdwijnt allengs het anodespanningsgebied met negatieve anodestroom, zoodat bij betrekkelijk lage schermroosterspanningen (zie in fig. 343 kromme a) voor $V_{g2} = 60$ V de anodestroom voor alle anodespanningen positief blijft.

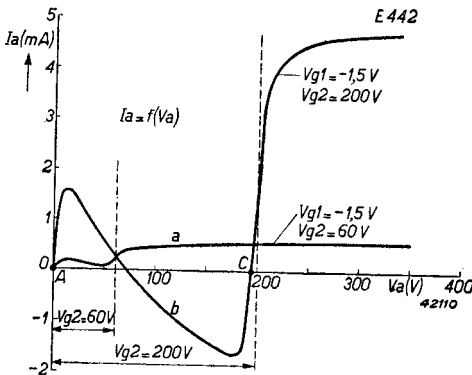


Fig. 343

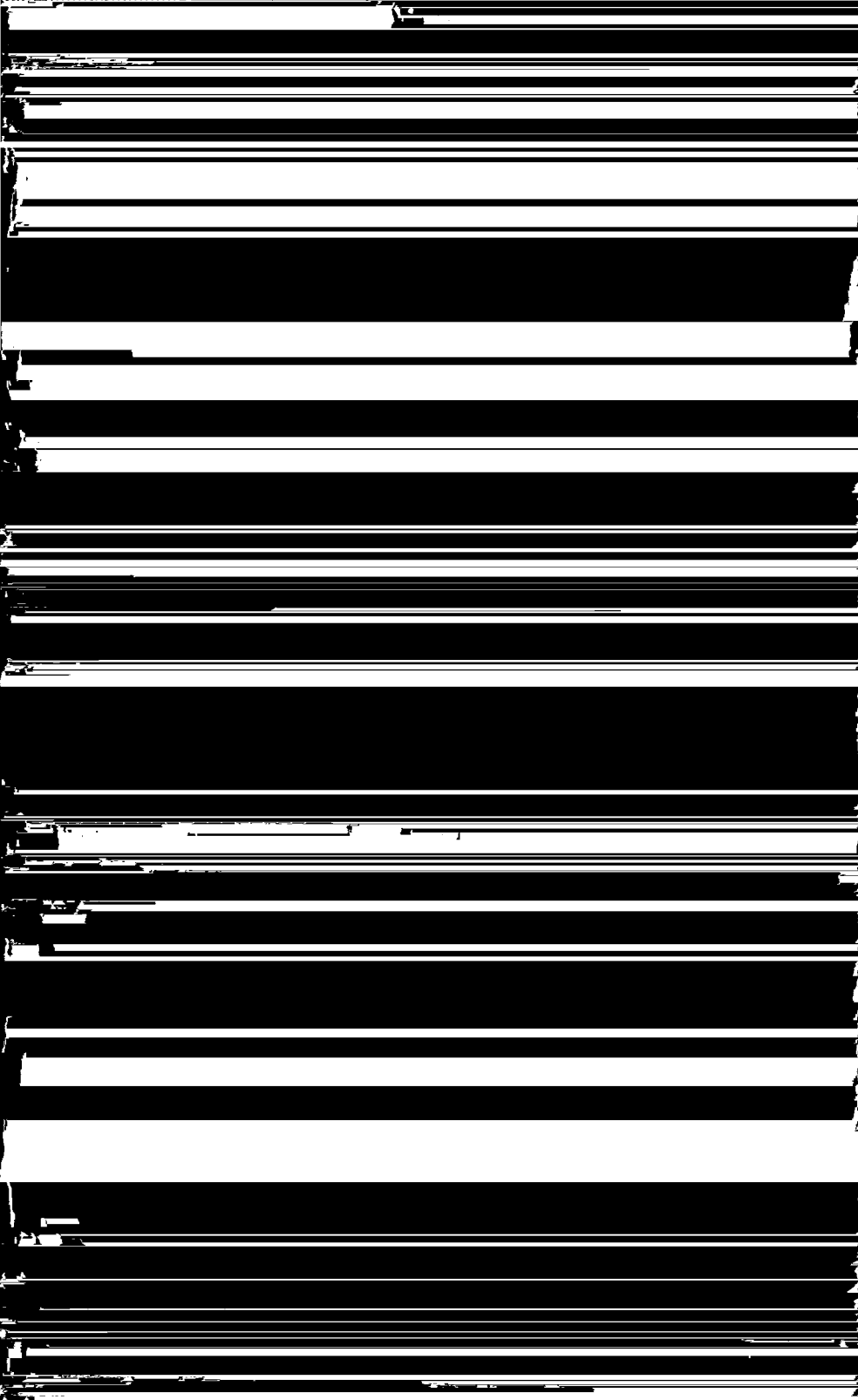
I_a/V_a krommen van de buis van fig. 340 bij een schermroosterspanning van 60 V (kromme a) en bij een schermroosterspanning van 200 V (kromme b) (stuurroosterspanning $V_{g1} = -1,5$ V).

Dit is natuurlijk een gevolg van de geringere snelheid van de primaire electronen bij lage schermroosterspanningen en anodespanningen, die beneden de waarde van de schermroosterspanning liggen, waardoor het secundair emitterend vermogen van het oppervlak van de anode is afge-

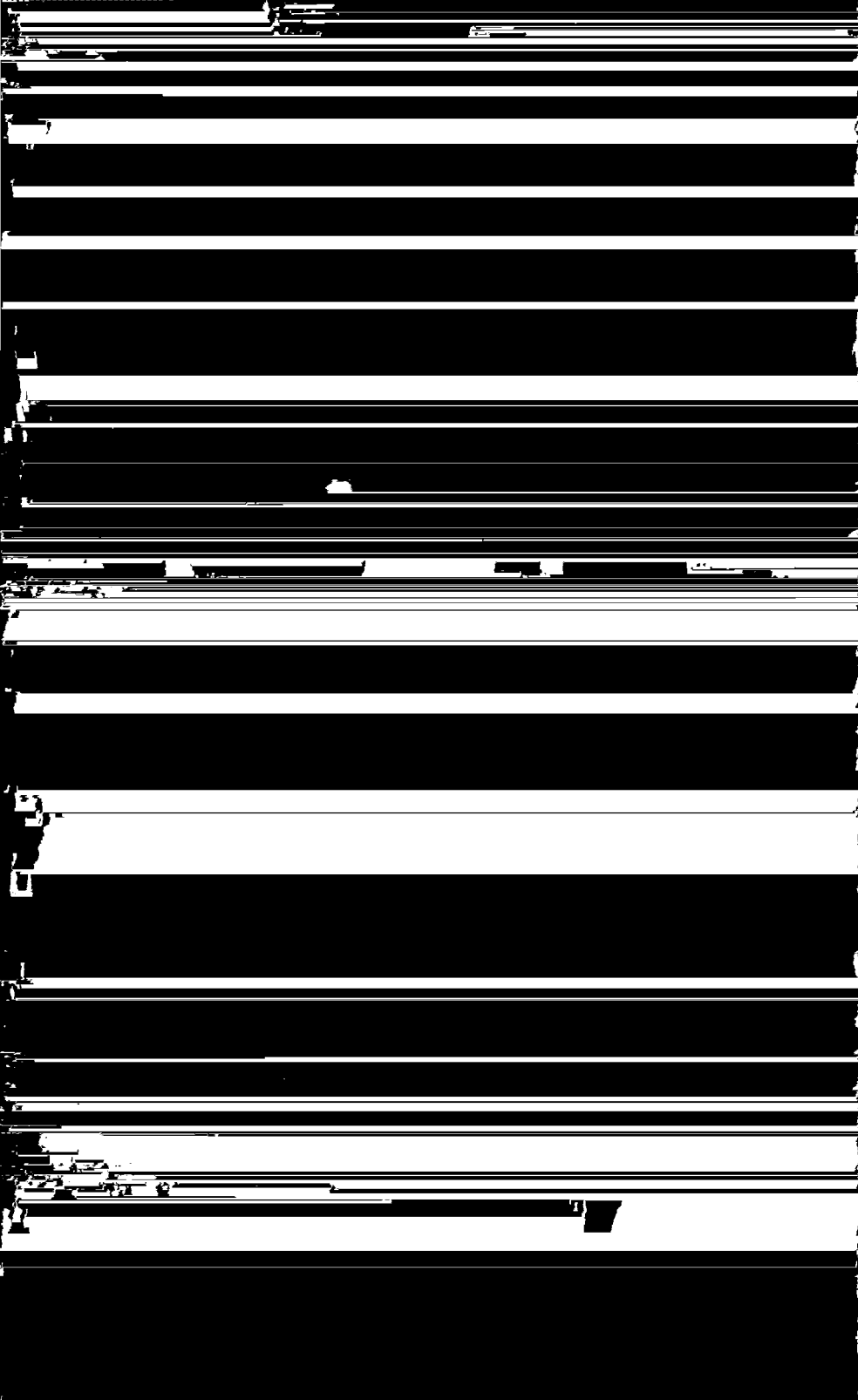
nomen. (Bij anodespanningen, die hooger zijn dan de schermrooster-spanning, kunnen de secundaire electronen uit de anode niet tegen het veld tusschen schermrooster en anode oploopen en keeren ze dus weer naar de anode terug.) Denken we ons nu weer, zooals in het geval van het schakeleffect, de anode vervangen door het oppervlak van een isolator (glaswand, glasparel of mica), die zich in de nabijheid van een anode van een buis bevindt, en het schermrooster g_2 door de anode van een buis. Bij anodewisselspanningen met groote amplituden, zooals deze in eindbuizen bij sterke signalen optreden, zal het kunnen voorkomen dat, wanneer in de eene helft van de wisselspanningsperiode de anodegelijkspanning laag is, toestand C niet op kan treden (zie kromme a in fig. 343) en de isolatoren zich dus op de potentiaal van 0 volt moeten bevinden, terwijl in de andere helft van de wisselspanningsperiode de toestand C ook mogelijk is (zie kromme b in fig. 343). De potentiaaltoestand C kan bijvoorbeeld ontstaan door een spanningsstoot, die van de anode op het isolatoroppervlak capacitief wordt overgebracht.

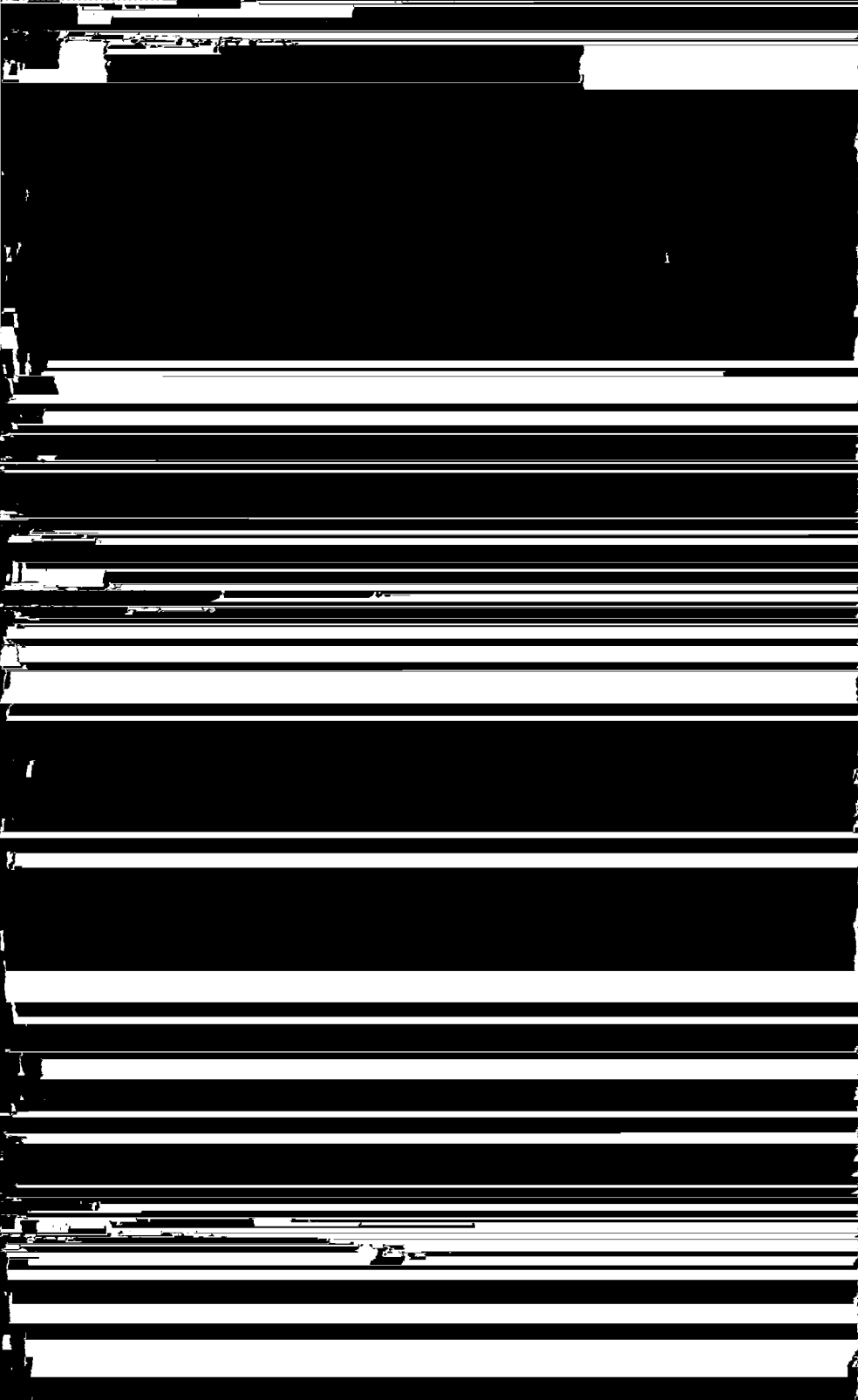
We zien dus de mogelijkheid van een met de anodewisselspanning periodiek verspringen van de potentiaal van den ballonwand of het oppervlak van een of meer andere isoleerende deelen. Deze potentiaalsprongen kunnen nu capacitief weer het stuurrooster beïnvloeden en zoodoende, daar ze vele hoogere harmonischen doen ontstaan, de boven beschreven vervorming veroorzaken.

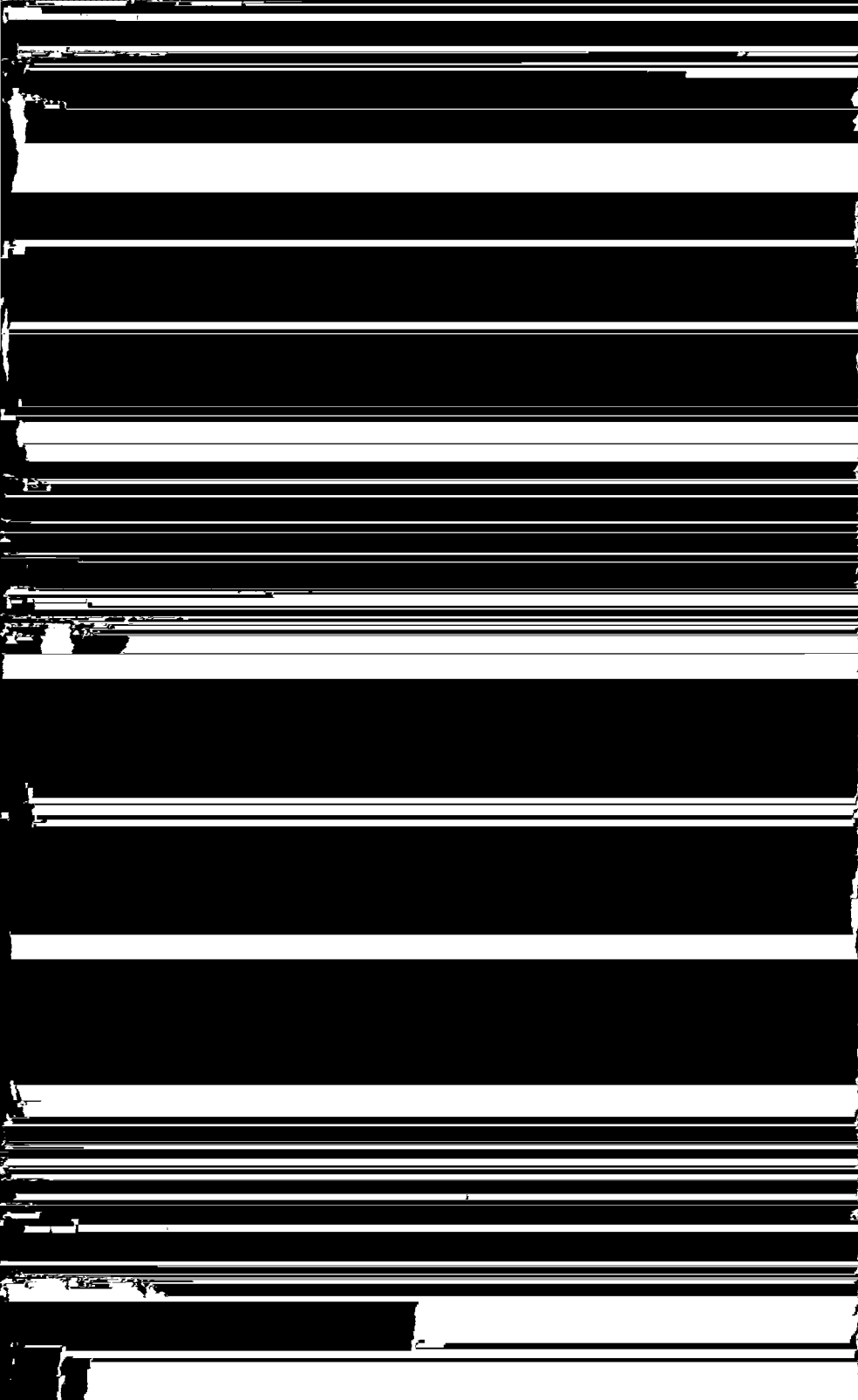
In het algemeen zal de spanningsstoot, die den glazen ballonwand van toestand A in toestand C brengt, ontstaan door een capaciteive spanningsdeeling van de anodewisselspanning via de capaciteiten van het oppervlak van den ballonwand naar de kathode en naar de anode. Is de capaciteit van de anode naar het oppervlak van den ballonwand groot t.o.v. de capaciteit van dit oppervlak naar de kathode, dan zal de spanningsstoot aan het oppervlak van den ballonwand groot zijn, en omgekeerd zal de spanningsstoot klein zijn, indien de capaciteit tusschen anode en ballonwand klein is t.o.v. de capaciteit tusschen ballonwand en kathode. Wanneer dit laatste het geval is, is het mogelijk, dat de toestand C niet bereikt kan worden en de vervorming dus niet optreedt. Daarom maakt men in buizen, zooals de EL 3, de EL 5 en de EL 6, de capaciteit tusschen het oppervlak van den ballonwand en de kathode opzettelijk groot door onder aan den ballon, aan den buitenkant, een gemetalliseerde rand aan te brengen, die met de kathode is verbonden.



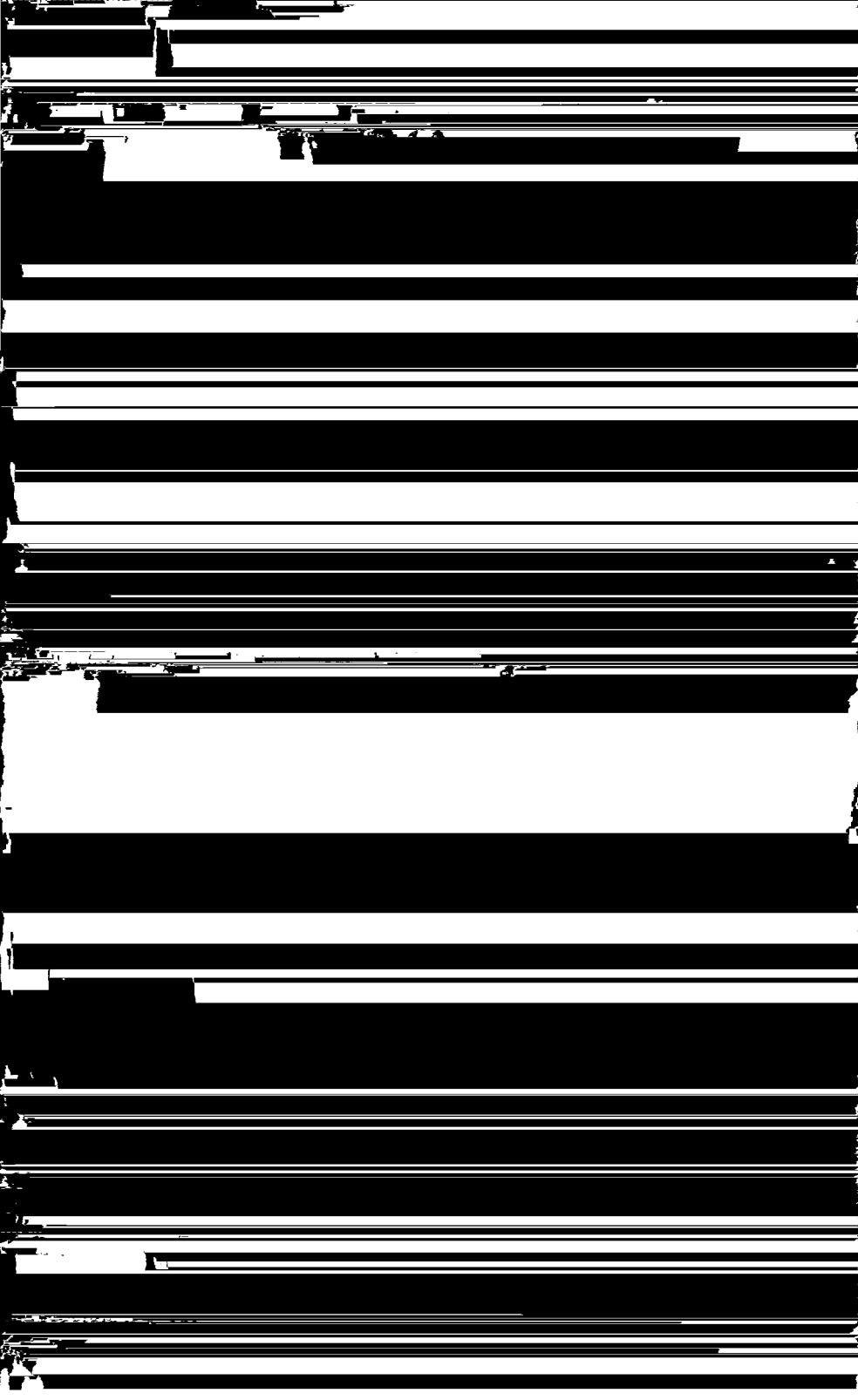












ning voor de gunstigste werking komt te staan. Hierbij moet men rekening houden met den spanningsval in den uitgangstransformator en dien in den kathodeweerstand voor de automatische negatieve roosterspanning. Veelal worden de anodespanningen van de versterkingsbuizen, die aan de eindbuis voorafgaan, nog extra afgevlakt door speciale filters. Deze filters bestaan dan uit een serieweerstand met een condensator (zie fig. 346) en hebben in de eerste plaats ten doel, den nog aanwezigen rimpel uit te filteren en, in de tweede plaats, terugwerking tusschen de verschillende ontvanguizen, via de gemeenschappelijke anodevoedingsleiding, te voorkomen.

c) Spanningen voor de andere stroomvoerende elektroden

De andere stroomvoerende elektroden van ontvanguizen met meer dan één rooster worden door positieve spanningen gevoed, die van het plaatsspanningsgedeelte kunnen worden afgenomen. Het betreft hier in de meeste gevallen schermroosters. Bij H.F. en L.F. versterkingsbuizen is de schermrooster-spanning doorgaans lager dan de anodespanning en moet de voedingsspanning dienovereenkomstig worden verlaagd. Dit kan geschieden door middel van spanningsdeeler (zie fig. 347) of met behulp van serieweerstanden (zie fig. 348). Een spanningsdeeler of een serieweerstand werkt tevens als afvlakrichting, daar het schermrooster steeds door een capaciteit voor de voorkomende wisselspanningen voldoende geaard dient te zijn; anders zouden aan het schermrooster wisselspanningen ontstaan, waardoor de anodestroom, die door het stuurrooster wordt gestuurd, in tegengestelde richting zou worden beïnvloed.

Eindbuizen hebben voor het schermrooster en voor de anode doorgaans dezelfde spanning noodig. Het schermrooster wordt dan rechtstreeks op de anodevoedingsleiding aangesloten. Bij steile eindpenethoden moet echter een kleine weerstand in de schermroosterleiding worden opgenomen, en wel zonder condensator, ten einde het ontstaan van hoogfrequente trillingen door zelfexcitatie van de buizen te onderdrukken. (Om dezelfde reden dient in serie met het stuurrooster van deze buizen een weerstand te worden opgenomen.) In

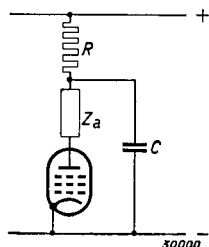


Fig. 346
Extra afvlakking van de anodegelijkspanning van een buis door een RC-keten.

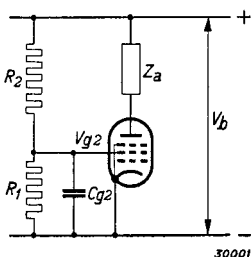
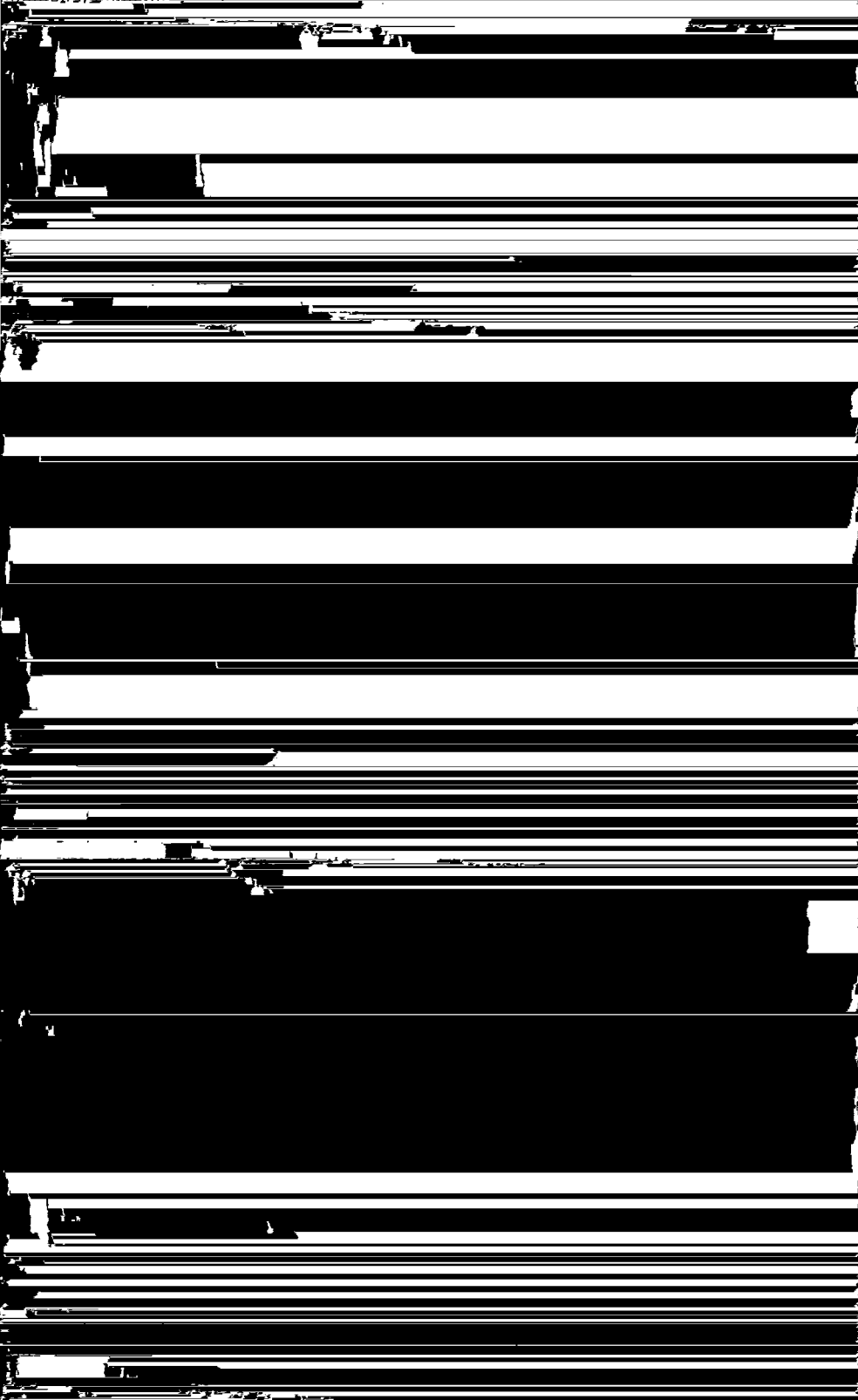
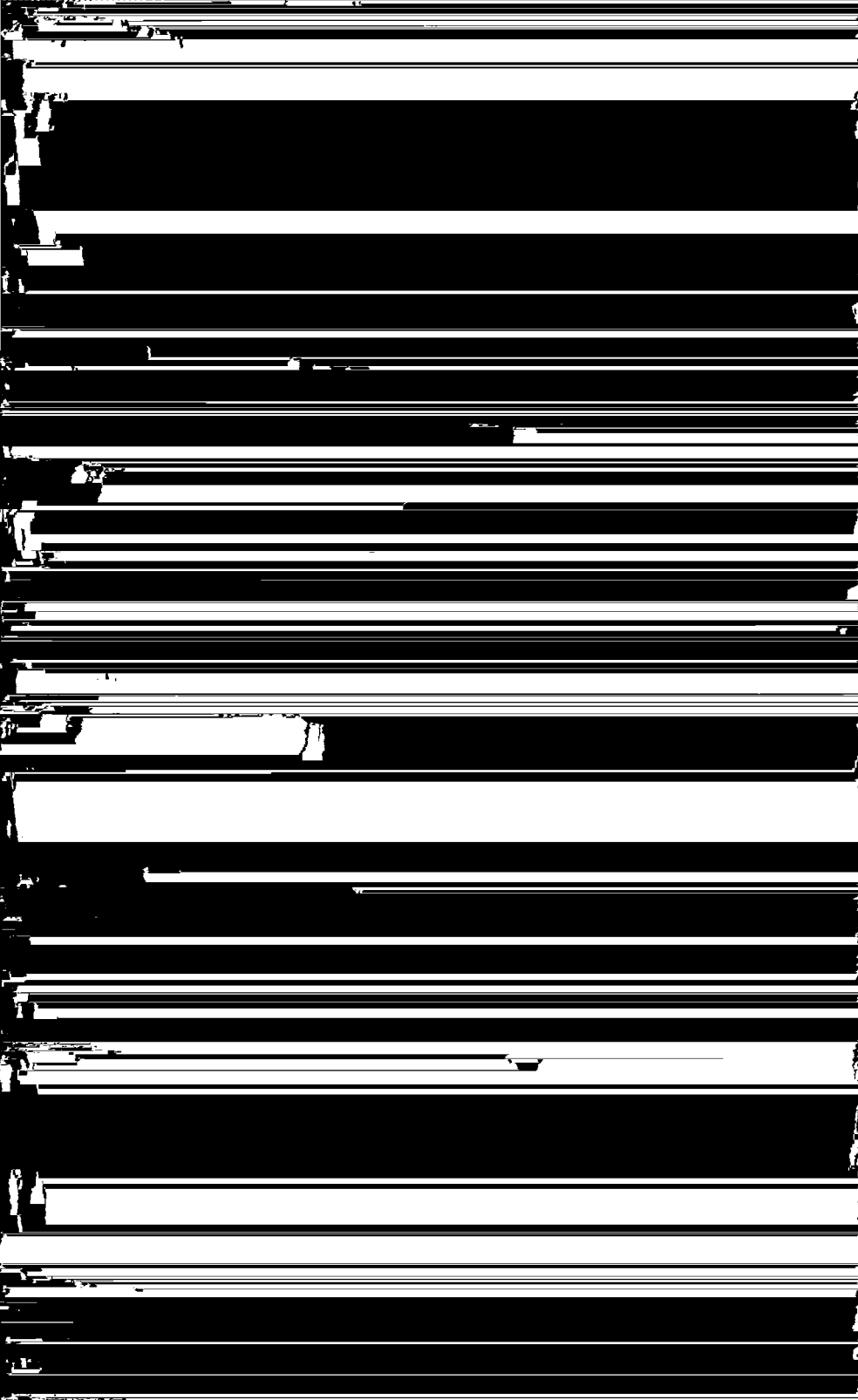
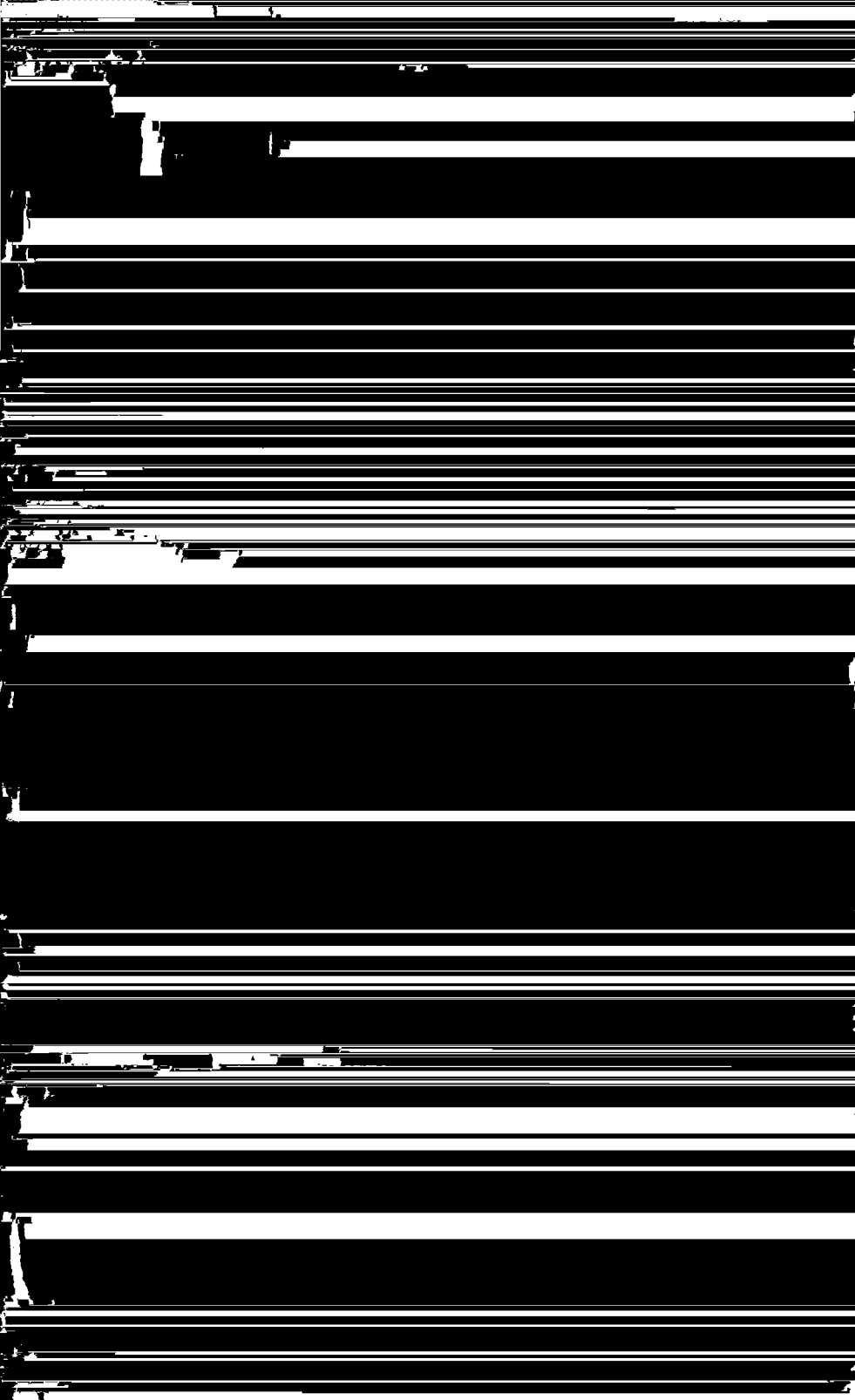


Fig. 347
Voeding van een schermrooster door middel van een spanningsdeeler.

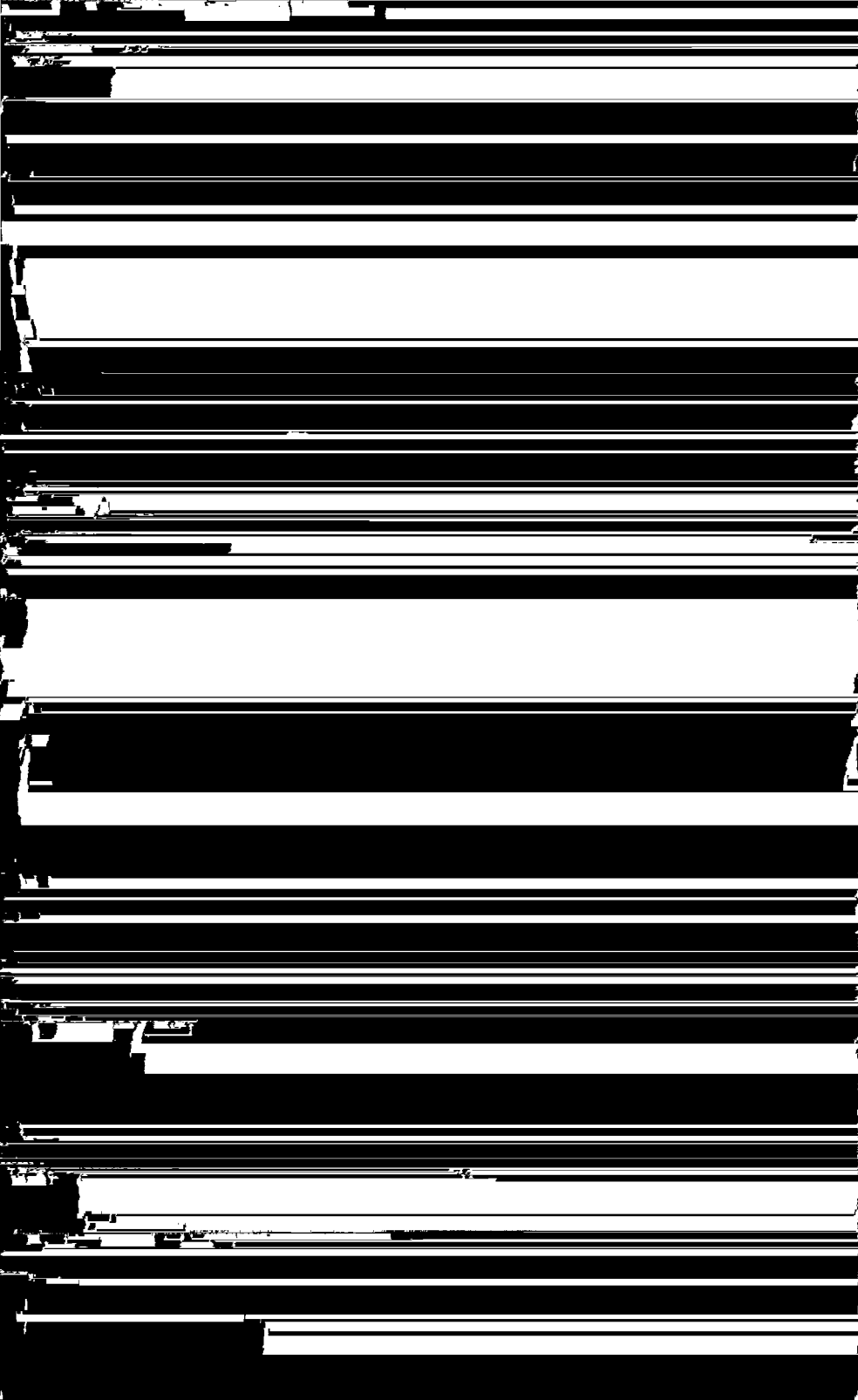


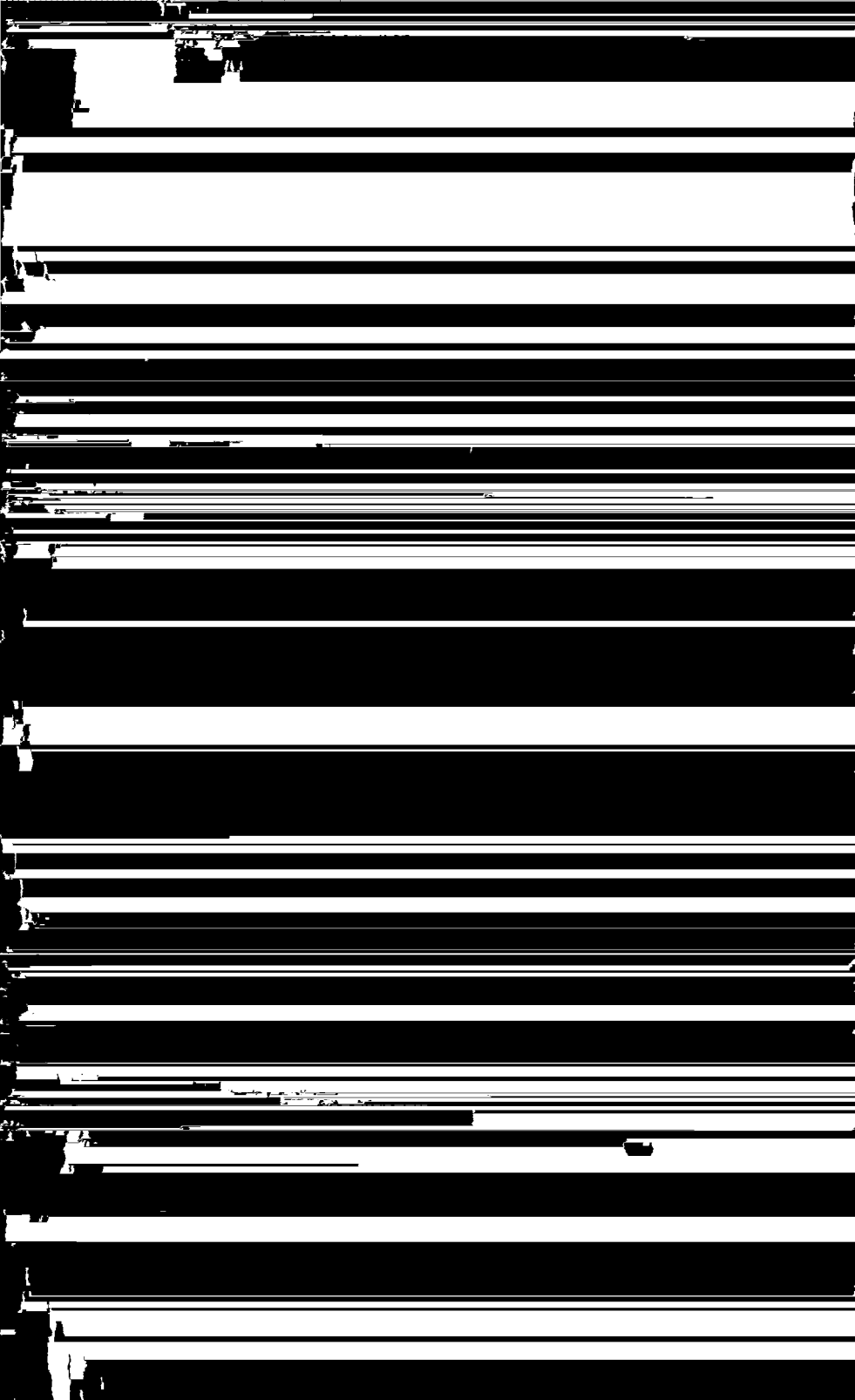














hooger zijn dan bij gelijkstroomvoeding. In verband hiermee is het dikwijls gewenscht, in serie met den gelijkrichter een weerstand op te nemen (R_1 in fig. 351). Deze weerstand veroorzaakt bij aansluiting op gelijkspanning een veel lageren spanningsval dan bij aansluiting van den gelijkrichter op wisselspanning, daar de gelijkstroom bij aansluiting op gelijkspanning gelijkmatig blijft vloeien en de stroomstooten voor het opladen van den condensator komen te vervallen. Daardoor kan de anodespanning van de buizen bij gelijk- en wisselstroomvoeding beter dezelfde waarde hebben. Verder kan deze weerstand uit een ander oogpunt beslist noodzakelijk zijn, namelijk ten einde de stroomstooten voor het opladen van den condensator te begrenzen, daar deze anders de kathode van den gelijkrichter kunnen beschadigen, vooral bij toepassing van groote reservoircondensatoren en hooge netspanningen. De uit dit oogpunt onder verschillende omstandigheden vereischte serie-weerstanden worden in de publicatiegegevens van de gelijkrichtbuizen vermeld.

c) Omschakeling bij verandering van netspanning

Daar de netten, waarop de gelijkstroom-wisselstroomtoestellen worden aangesloten, niet alleen wat betreft de stroomsoort (gelijkstroom of wisselstroom) verschillen, maar ook wat betreft de spanningen, dient in vele gevallen te worden voorzien in de mogelijkheid van aansluiting op verschillende netspanningen. Bij wisselstroomtoestellen met transformator kan de omschakeling voor aansluiting op verschillende netspanningen door aftakkingen van de primaire worden verwezenlijkt. Bij gelijkstroom-wisselstroomtoestellen is deze mogelijkheid niet aanwezig, daar bij deze toestellen de nettransformator ontbreekt. Een eenvoudige aanpassing van het toestel aan verschillende waarden van de netspanning bestaat hierin, dat men het toestel voor bijv. 110 V construeert en bij een hogere spanning een voorschakelweerstand in de netleiding opneemt. Hierdoor wordt echter vrij veel vermogen verspild (in warmte omgezet), en daar netten met hogere spanning bovendien belangrijk meer voorkomen dan netten met lage spanning, wordt deze methode weinig toegepast.

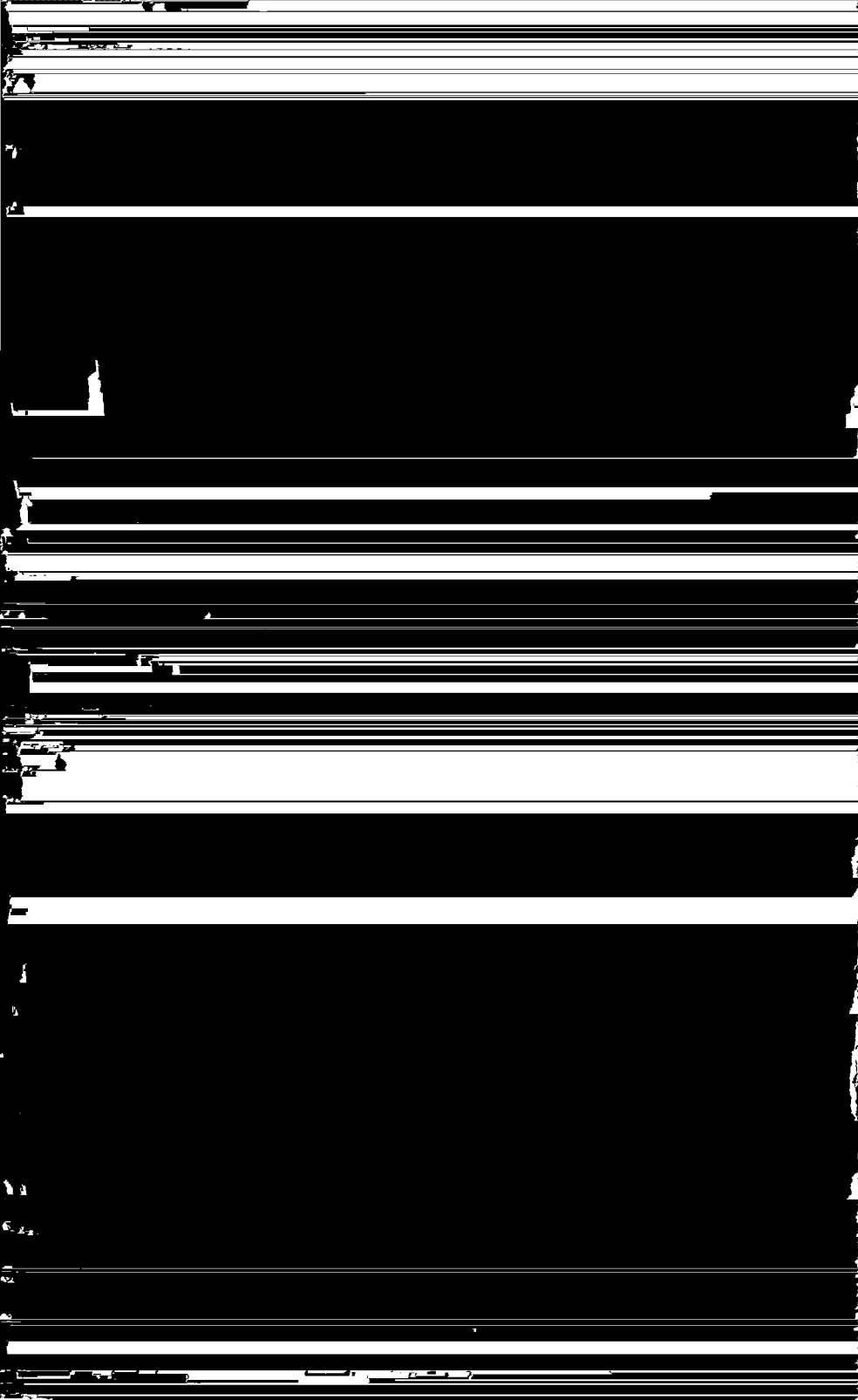
De verandering van de netspanning heeft twee gevolgen:

- 1) de spanning over de gloeistroomketen verandert;
- 2) de anodegelijkspanning krijgt een andere waarde.

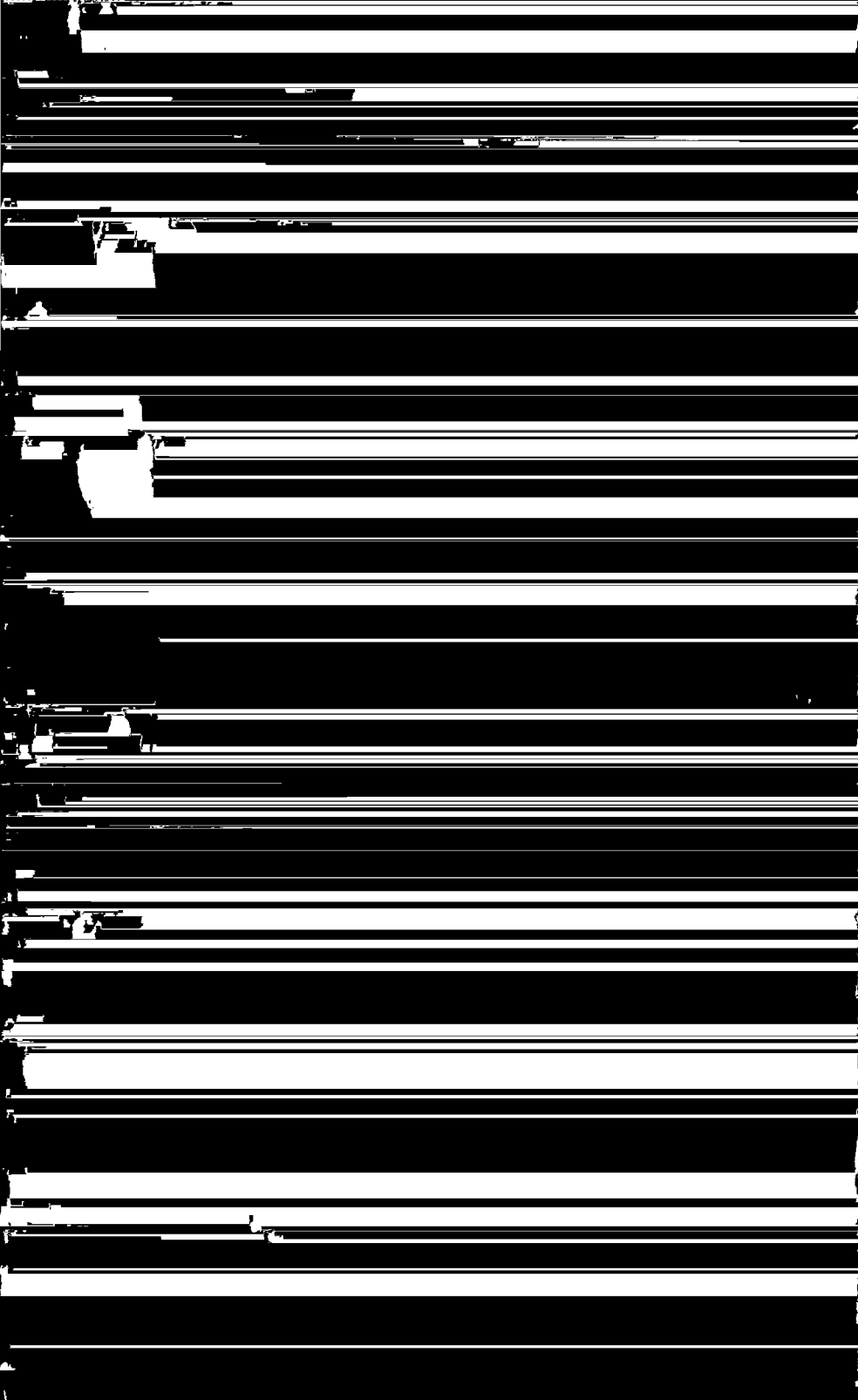
Ten gevolge van punt 1) is het noodzakelijk een anderen voorschakel-











voorspanning van 1,4 of 2 V. indien de anode d_2 aan $-A$ ligt. De uitstelspanning is in dit geval dus gelijk aan $2\text{ V} + V_{g(L,1)}$, indien aangenomen wordt, dat de gloeispanning 2 V bedraagt.

Indien het noodzakelijk zou zijn, een grotere uitstelspanning toe te passen, dienen bijzondere maatregelen te worden getroffen.

In fig. 360 wordt de schakeling gegeven, die dan kan worden gekozen. De negatieve roosterspanning van de eindbuis V'_{g1} wordt via den spanningsdeeler $R_3-R_4-R_5$ aan de diode d_2 gelegd. R_5 ligt aan $+A$, zoodat de negatieve spanning aan d_2 ten opzichte van het positieve einde van den gloeidraad gelijk is aan

$$\frac{R_4 + R_5}{R_3 + R_4 + R_5} \times (V'_{g1} + 2)\text{ V.}$$

Door den spanningsdeeler R_4-R_5 wordt de negatieve spanning van d_2 ten opzichte van $-A$ zoo sterk verlaagd, dat de negatieve spanning van het punt Q ten opzichte van $-A$ juist overeenkomt met de vereischte negatieve roosterspanning van de automatisch geregelde voorversterkingsbuizen in niet-geregelden toestand. Het is duidelijk, dat de regelspanning voor de automatische volumeregeling, die aan d_2 ontstaat, door den spanningsdeeler R_4-R_5 eveneens wordt verminderd en de automatische

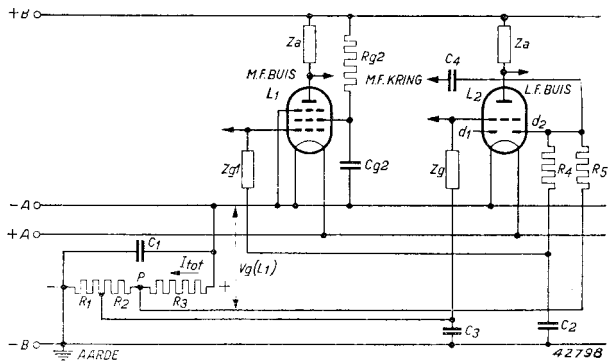


Fig. 359

Uitgestelde automatische volumeregeling bij toepassing van automatische negatieve roosterspanning in een batterijtoestel. Deze schakeling kan ook worden toegepast, indien een vaste negatieve roosterspanning wordt aangelegd.

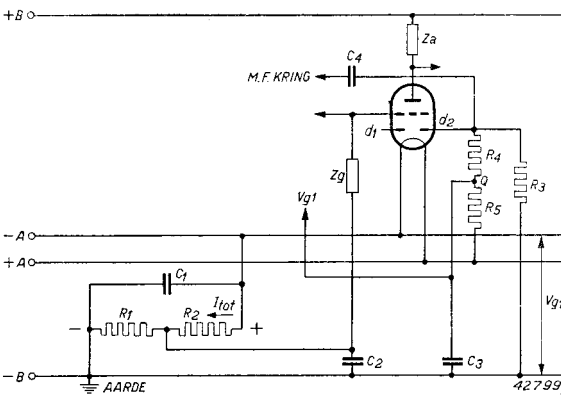
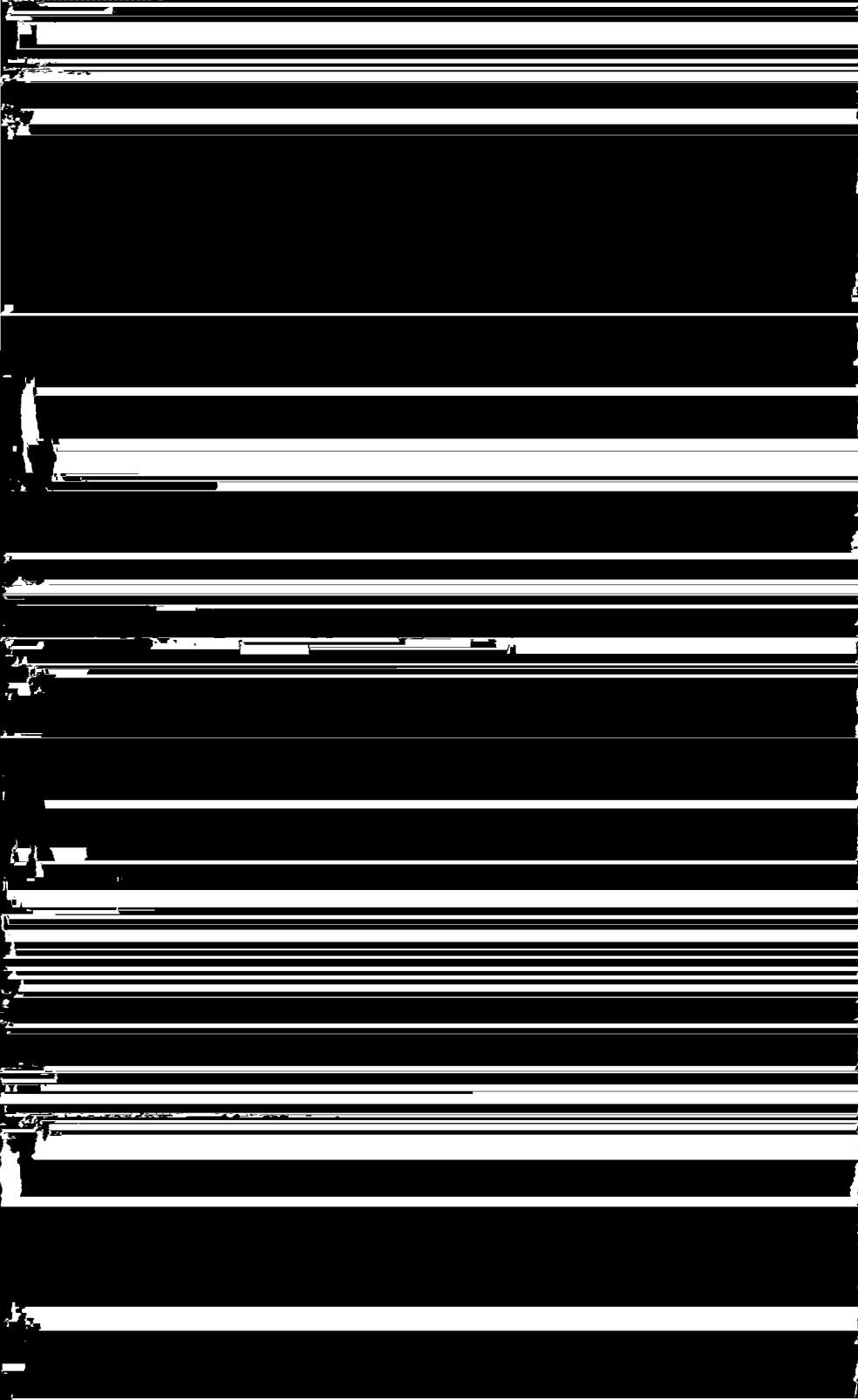
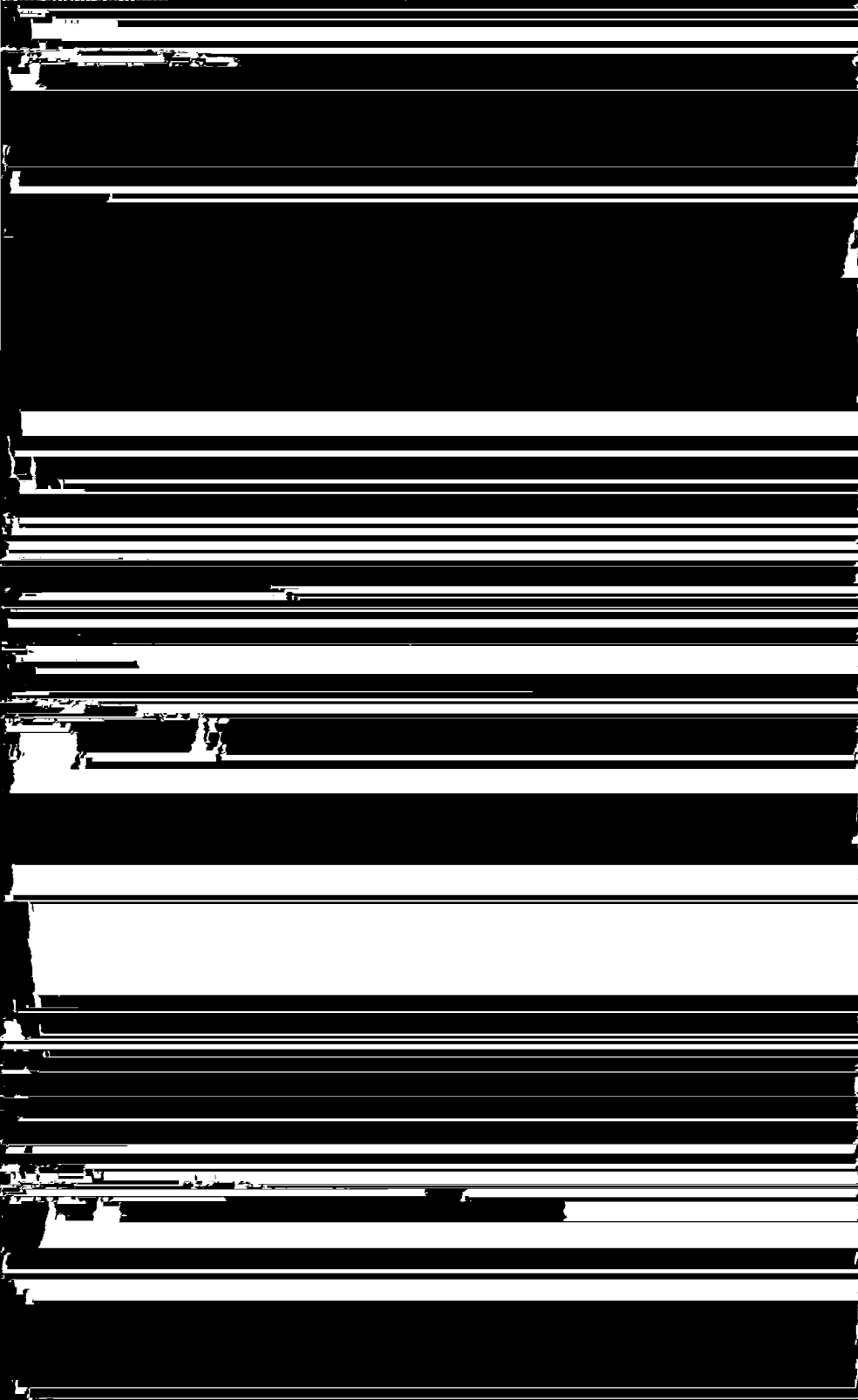


Fig. 360

Schakeling van de direct verhitte duodiode-triode voor een grootere uitstelspanning van de automatische volumeregeling.

roosterspanning van de automatisch geregelde voorversterkingsbuizen in niet-geregelden toestand. Het is duidelijk, dat de regelspanning voor de automatische volumeregeling, die aan d_2 ontstaat, door den spanningsdeeler R_4-R_5 eveneens wordt verminderd en de automatische





stroom van de eindbuis direct (via R_5) naar de negatieve pool van de anodevoedingsketen en niet door de gloeidraden van andere buizen vloeit. De volgorde van de gloeidraden van de overige buizen is zóó gekozen, dat de spanningsval in de gloeidraden van de mengbuis DK 21, de M.F. buis DF 22 en de laagfrequent- en detectorbuis DBC 21 als uitstelspanning voor de automatische volumeregeling gebruikt kan worden. De DF 22 heeft als beginvoorspanning voor het stuurrooster den spanningsval in den gloeidraad van de mengbuis DK 21; het stuurrooster van deze laatste buis krijgt geen beginvoorspanning.

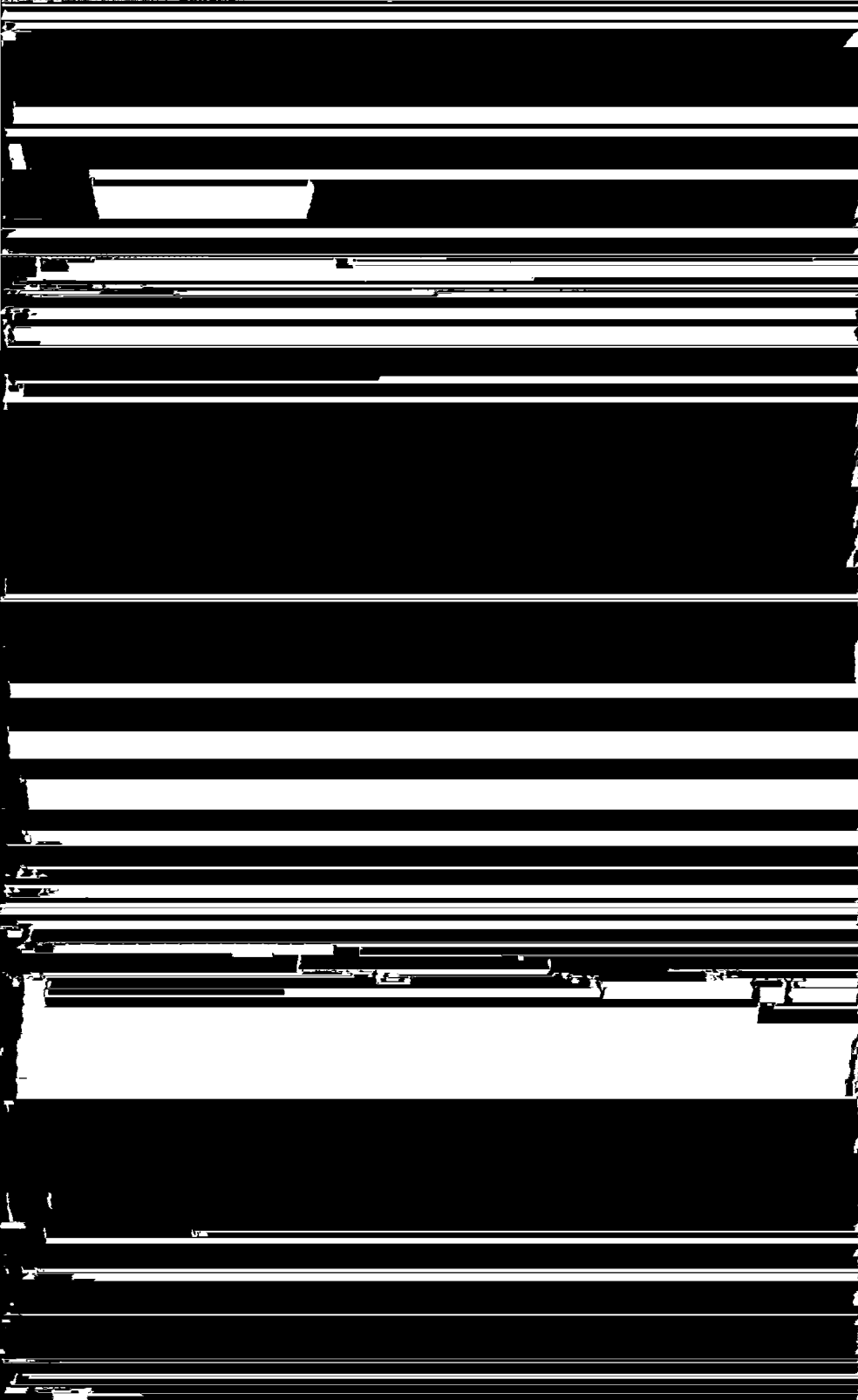
De voorspanning van de eindbuis wordt, bij voeding door het net, door den spanningsval in R_5 verkregen. Door dezen weerstand vloeit dan de gloeistroom en de totale electronenstroom van het toestel, hetgeen de gewenschte voorspanning te weeg brengt. Bij batterijvoeding loopt de gloeistroom echter niet door R_5 . Daarom wordt de negatieve pool van de anodebatterij over R_6 met de negatieve pool van de anodevoedingsketen verbonden. In dat geval levert de spanningsval in de weerstanden $R_5 + R_6$ vereischte negatieve voorspanning voor de eindbuis. Bij voeding van het toestel volgens het schema van fig. 361 door een gelijk- of wisselstroomnet, zijn de schakelaars I en III gesloten en is schakelaar II geopend. Deze laatste zorgt ervoor, dat de batterijen afgeschakeld zijn. De gloeidraad van de gelijkrichtbuis UY 1 wordt door het net gevoed. Daar de gloeispanning van deze buis 50 V bedraagt, wordt een voorschakelweerstand in de gloeistroomketen van deze buis opgenomen (R_1 en R_2 in fig. 361). De waarde van dezen weerstand moet vanzelfsprekend aan de netspanning worden aangepast. De schakelaar IV sluit R_1 kort, wanneer men het toestel op een net van 110 V wil aansluiten. Wanneer deze schakelaar open staat, heeft de voorschakelweerstand $R_1 + R_2$ bijv. de juiste waarde voor een netspanning van 220 V. De door den gelijkrichter gelijkgerichte stroom vloeit door een weerstand R_3 en een smoorspoel S. De ohmsche weerstand van $R_3 + S$ moet zoodanig gekozen worden, dat de spanning aan den tweeden afvlakcondensator C_2 gelijk is aan de spanning van de voor batterijvoeding toegepaste anodebatterij. Met behulp van schakelaar V kan men deze spanning bij hooge en bij lage netspanning op de juiste waarde houden.

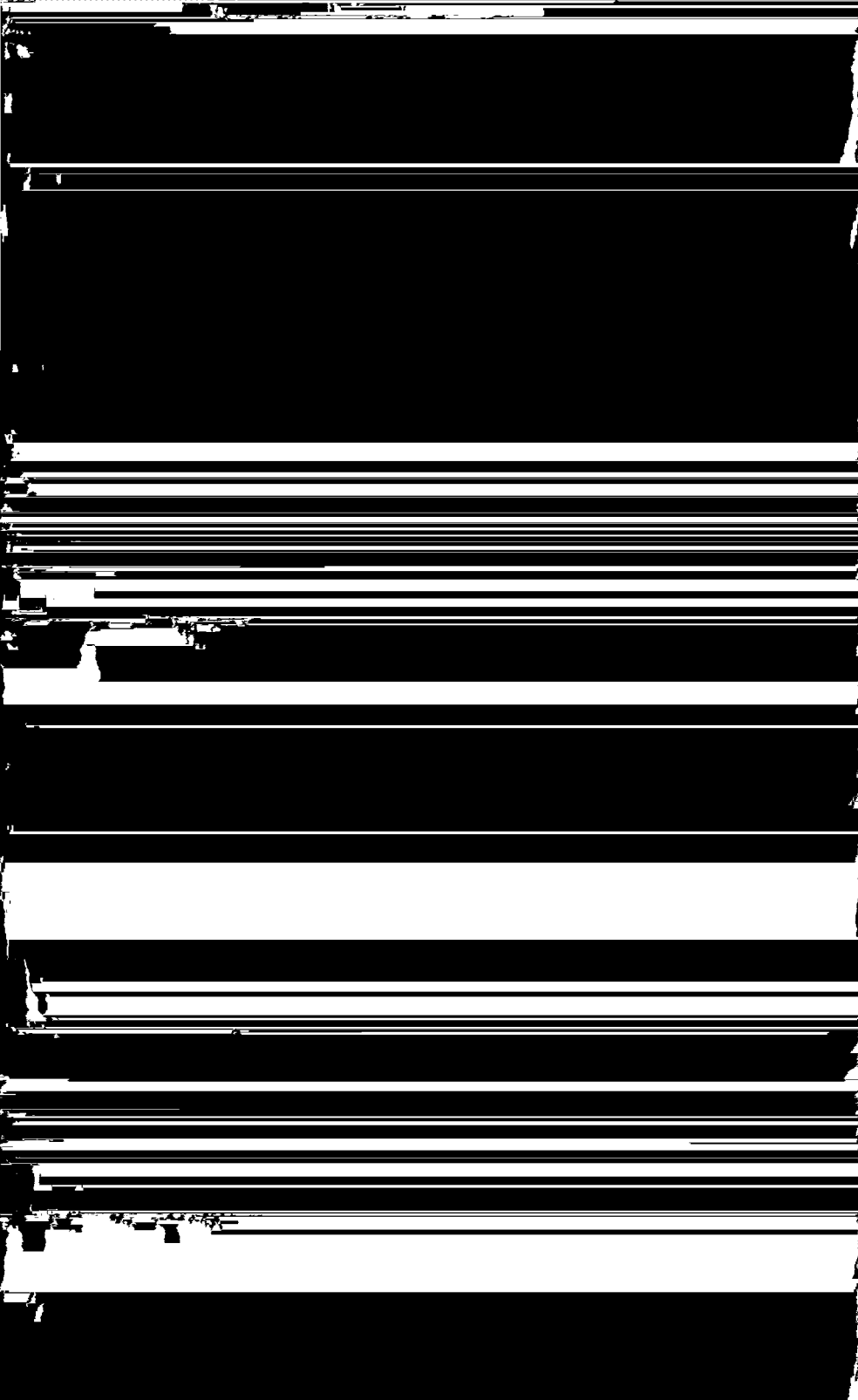
De gloeidraden van de vier ontvangbuizen zijn in serie geschakeld en hebben dus gezamenlijk een gloeispanning van $4 \times 1,4 = 5,6$ V noodig. Daar de gloeistroom bij netvoeding door den gelijkrichter wordt geleverd, moet de gelijkgerichte spanning aan C_2 door een voorschakelweerstand (R_4 in fig. 361) op 5,6 V worden gereduceerd.

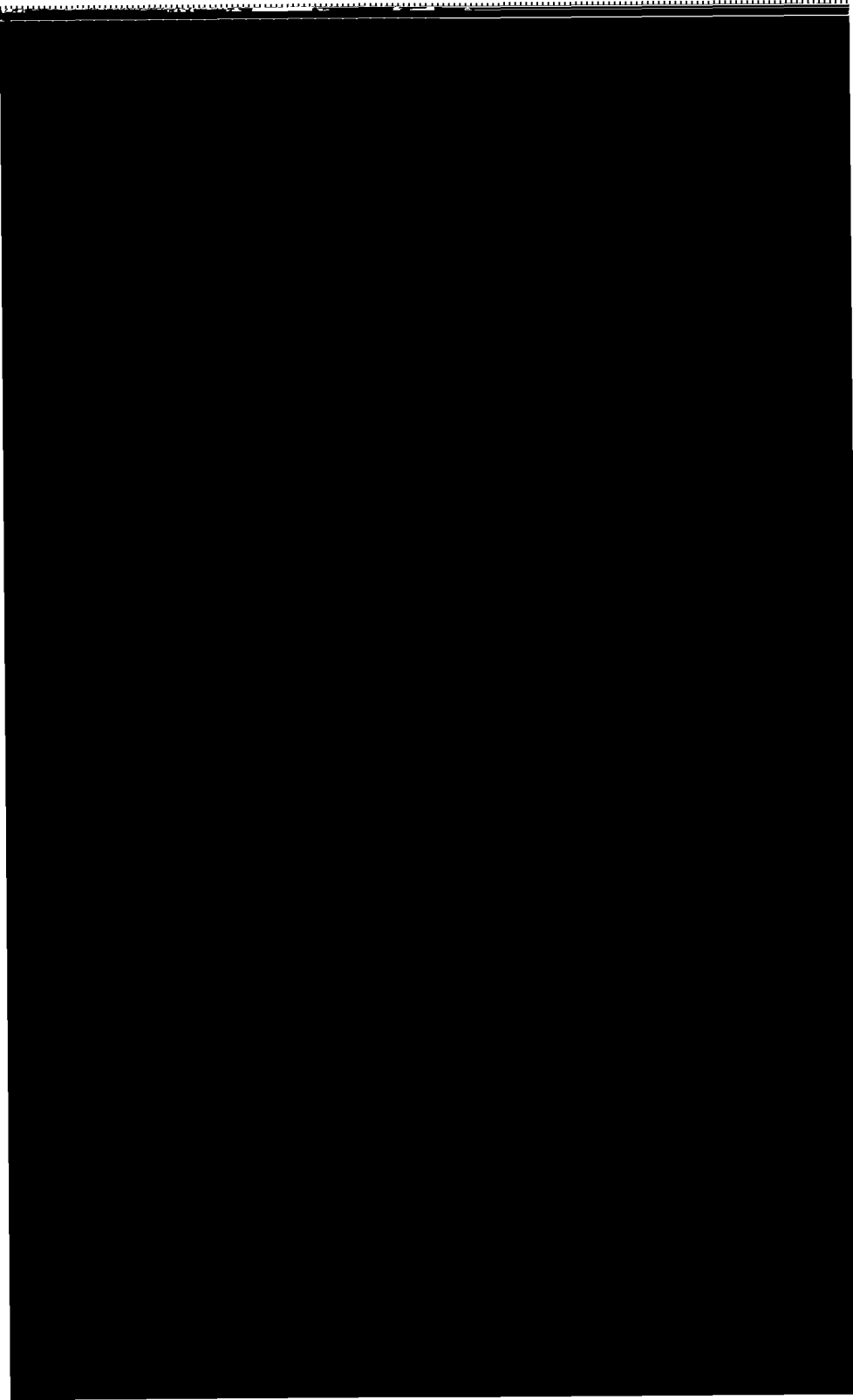
Bij batterijvoeding worden de schakelaars I en III geopend en wordt de schakelaar II gesloten. De open schakelaar III zorgt er dan voor, dat

de anodebatterij zich niet over R_1 en de gloeidraden kan ontladen. De gloeidraden worden dan in serie gevoed door een droge batterij van 5,6 V (men kan hiervoor natuurlijk ook een accumulator van 6,3 V met voorschakelweerstand gebruiken).

Vanzelfsprekend kan men ook andere buizencombinaties als die van fig. 361 gebruiken en de schakeling aan deze buizen aanpassen. Hierbij valt op te merken, dat het minder gewenscht is, gloeidraden van buizen twee aan twee parallel te schakelen, daar dan het uitnemen van een buis een sterke overbelasting van den gloeidraad van de buis, die daarmee parallel geschakeld was, ten gevolge heeft.

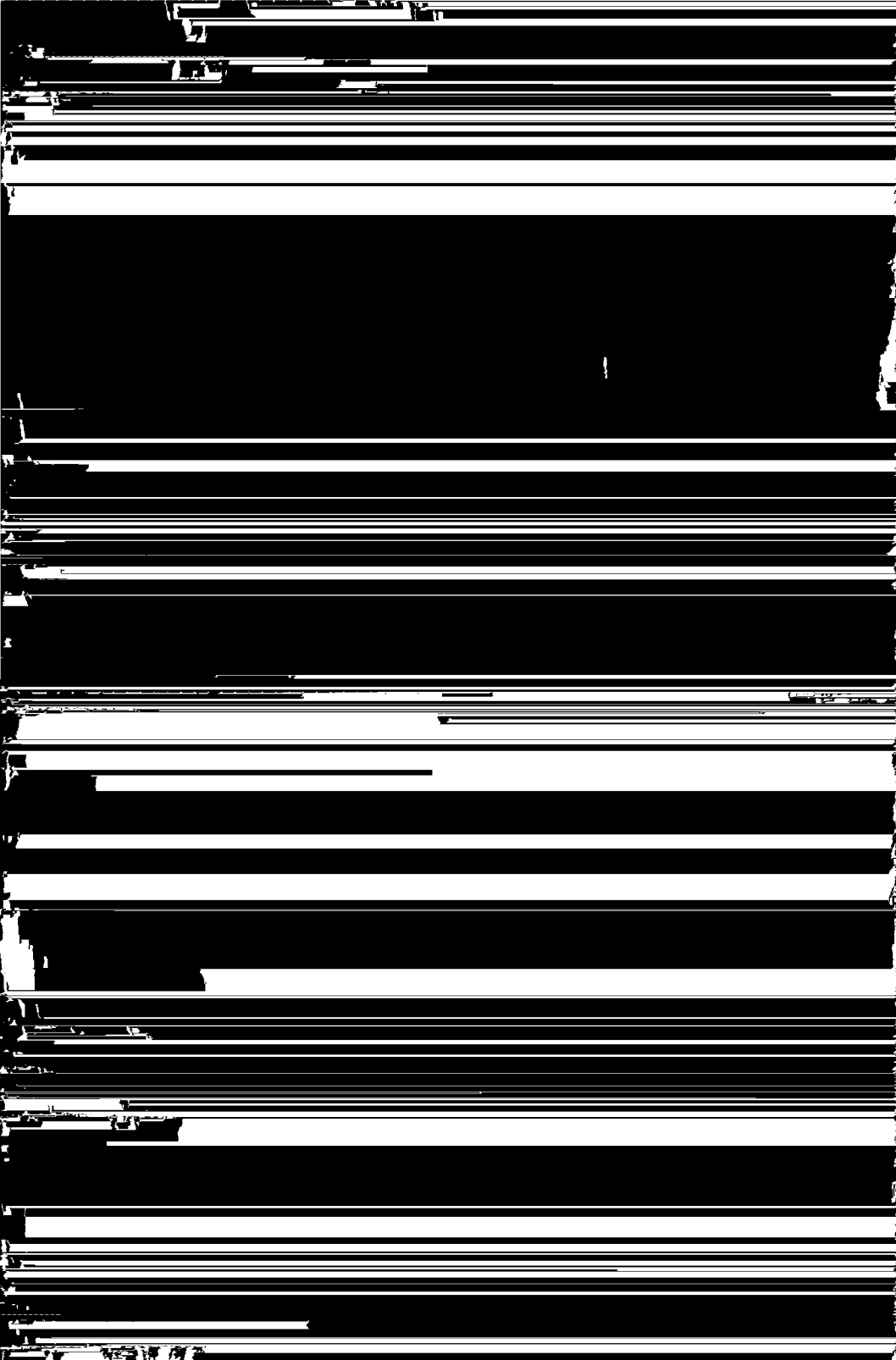


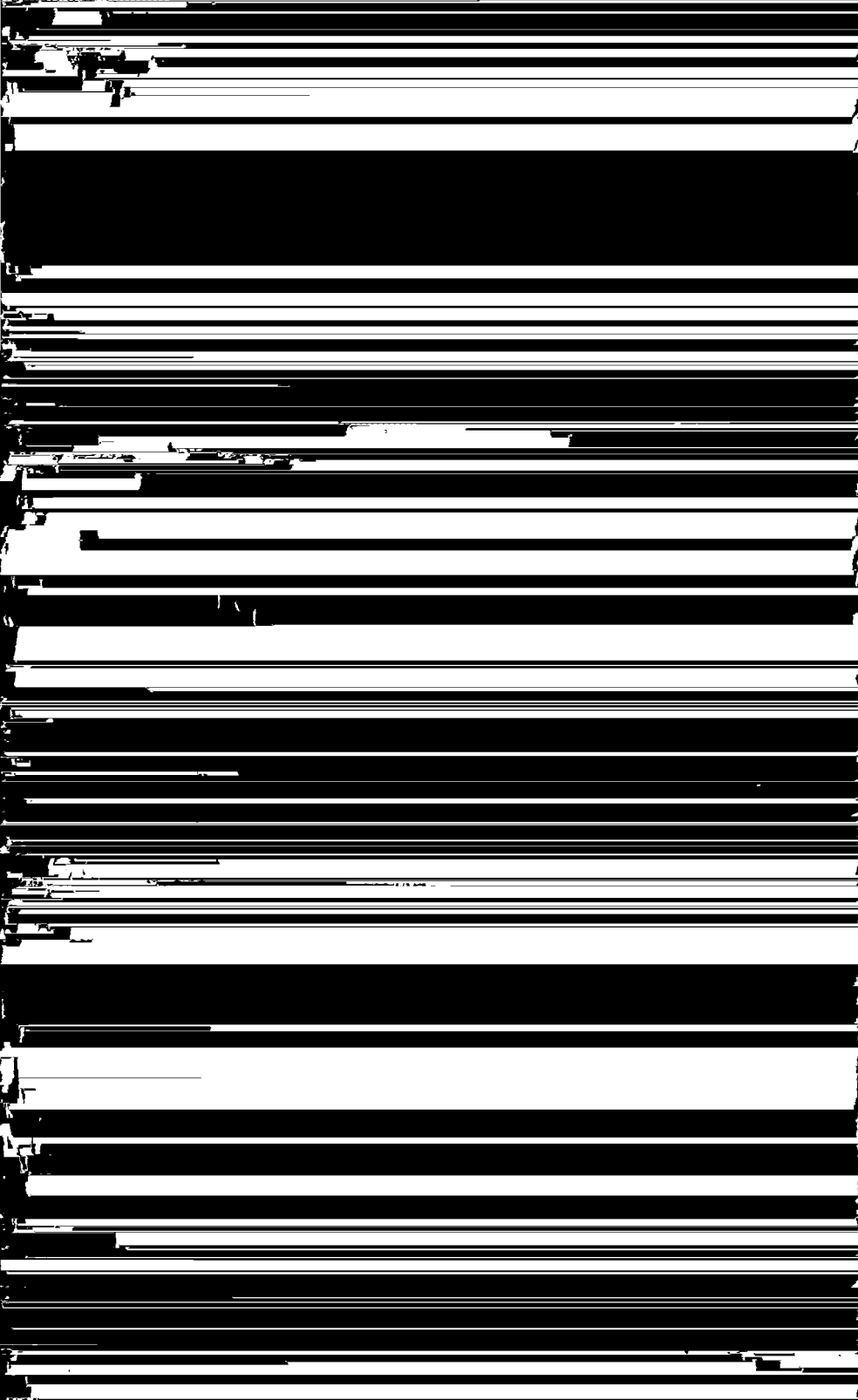




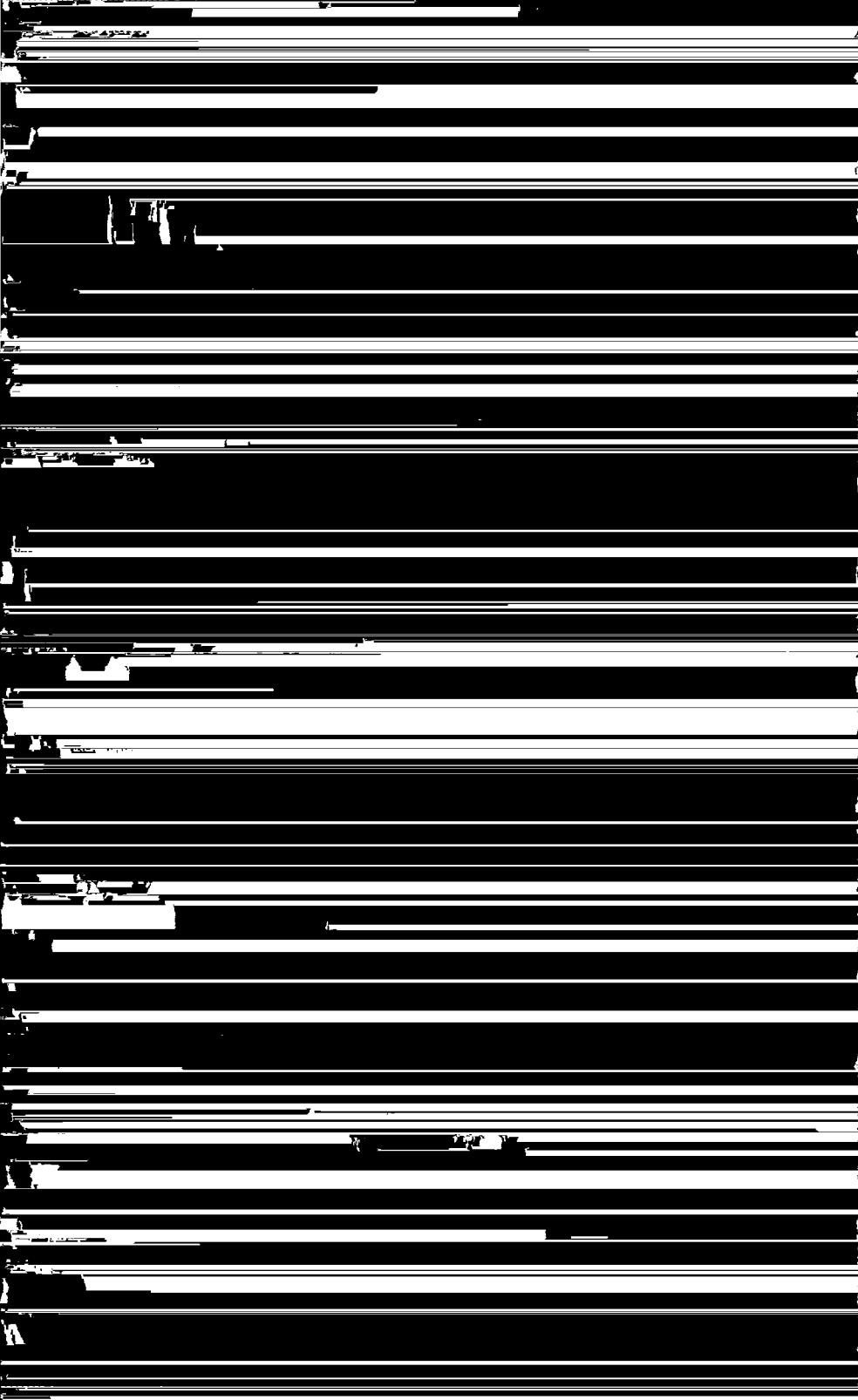
Aanhangsel

Definities, formules en tabellen

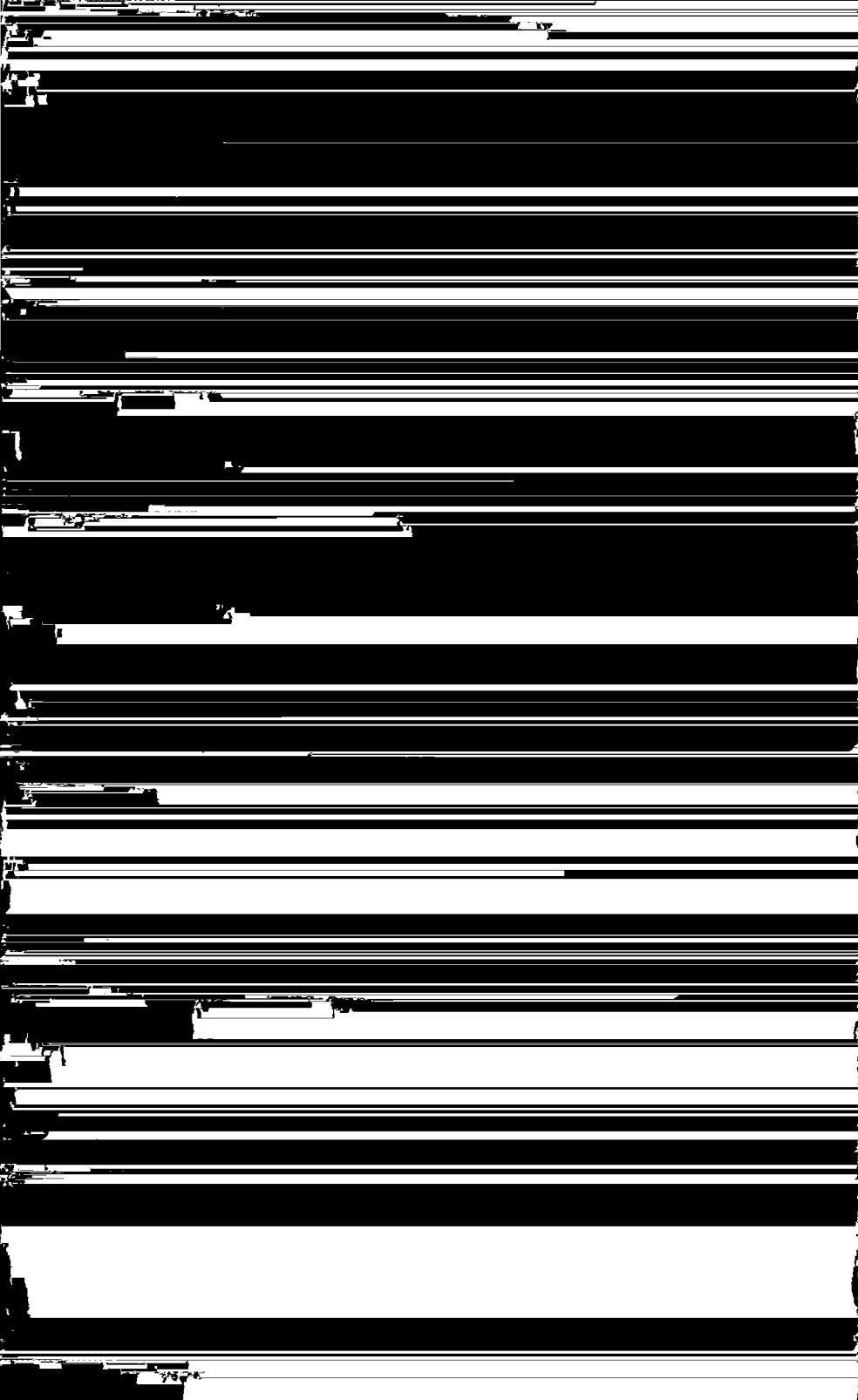






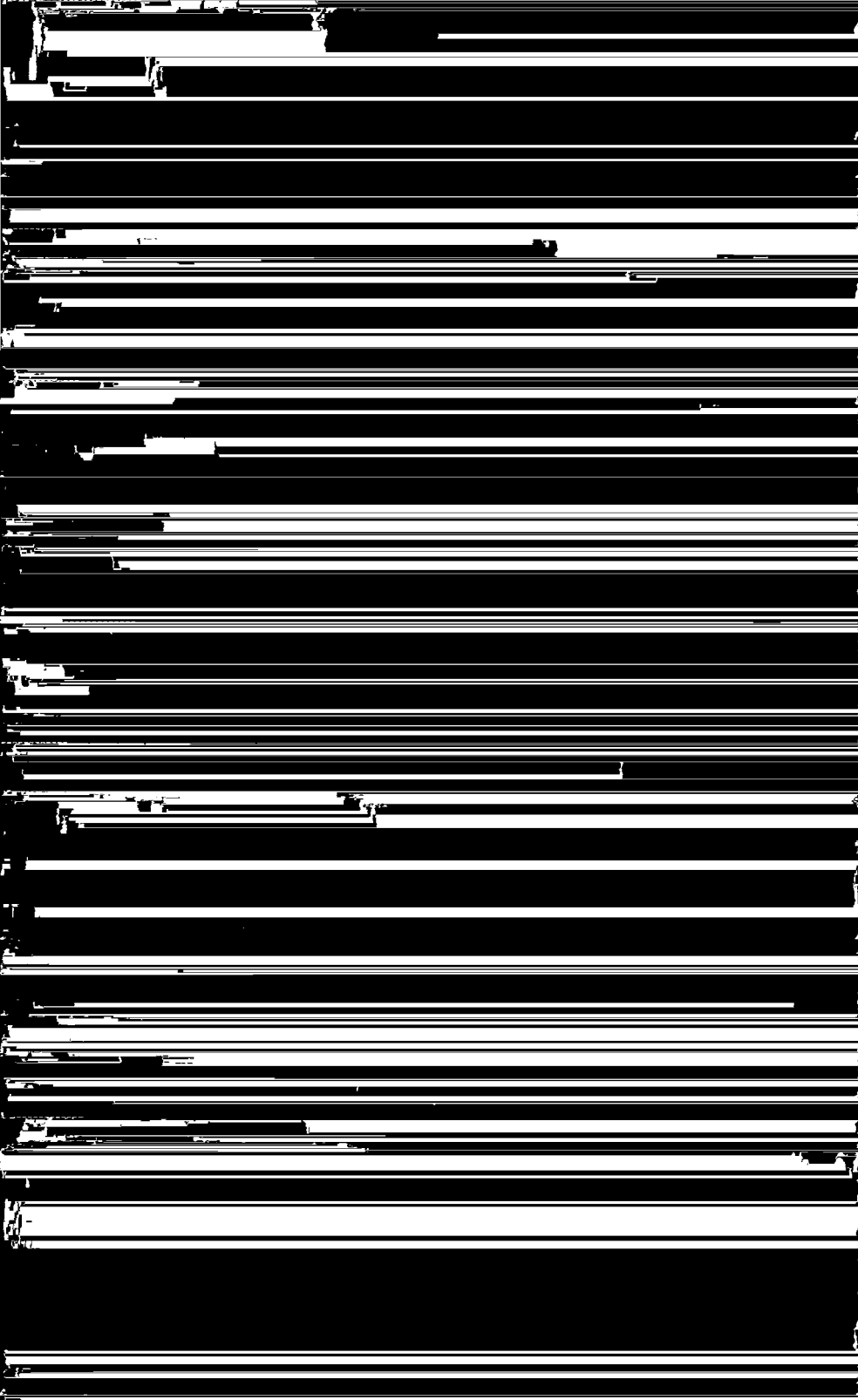


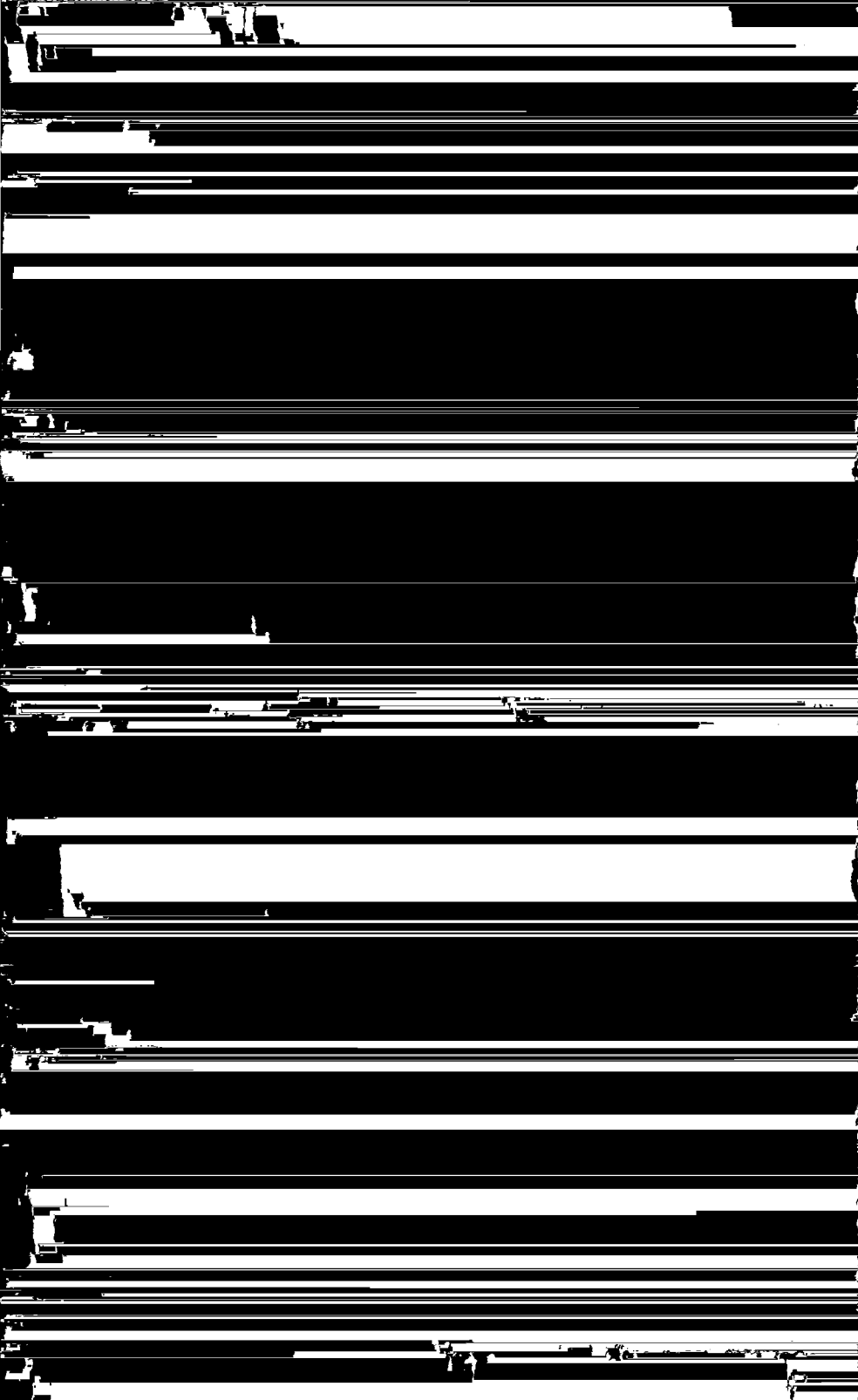


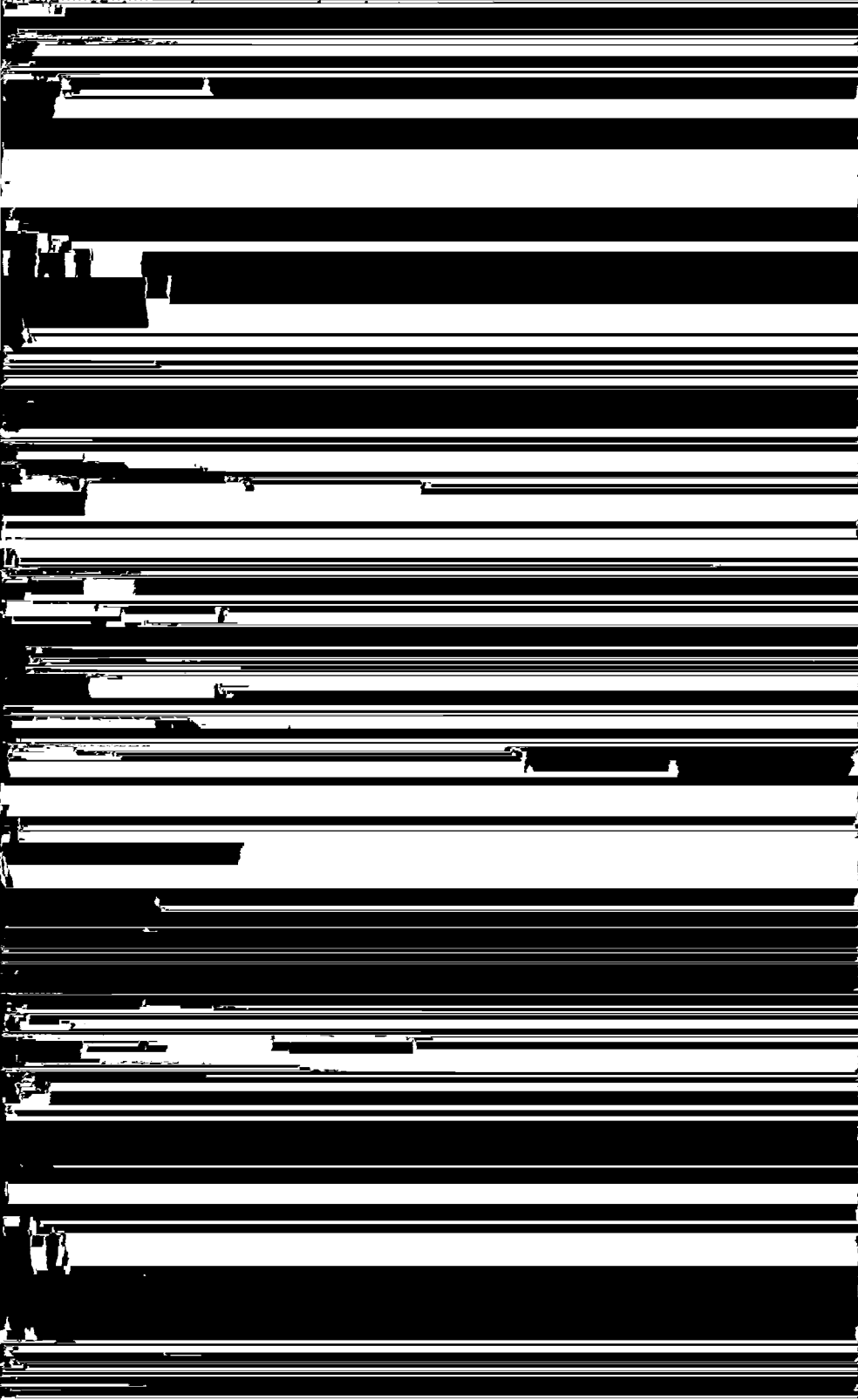


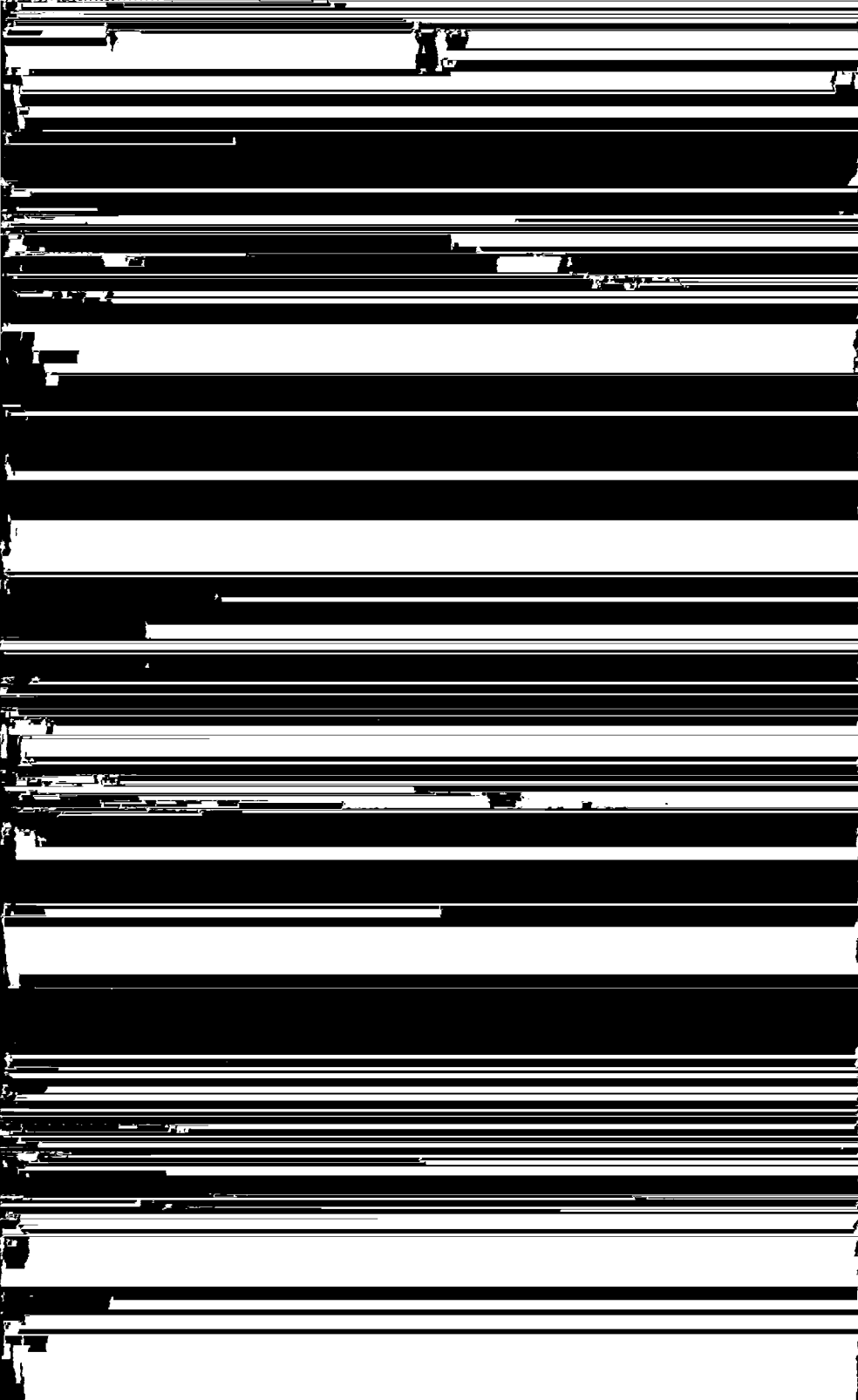


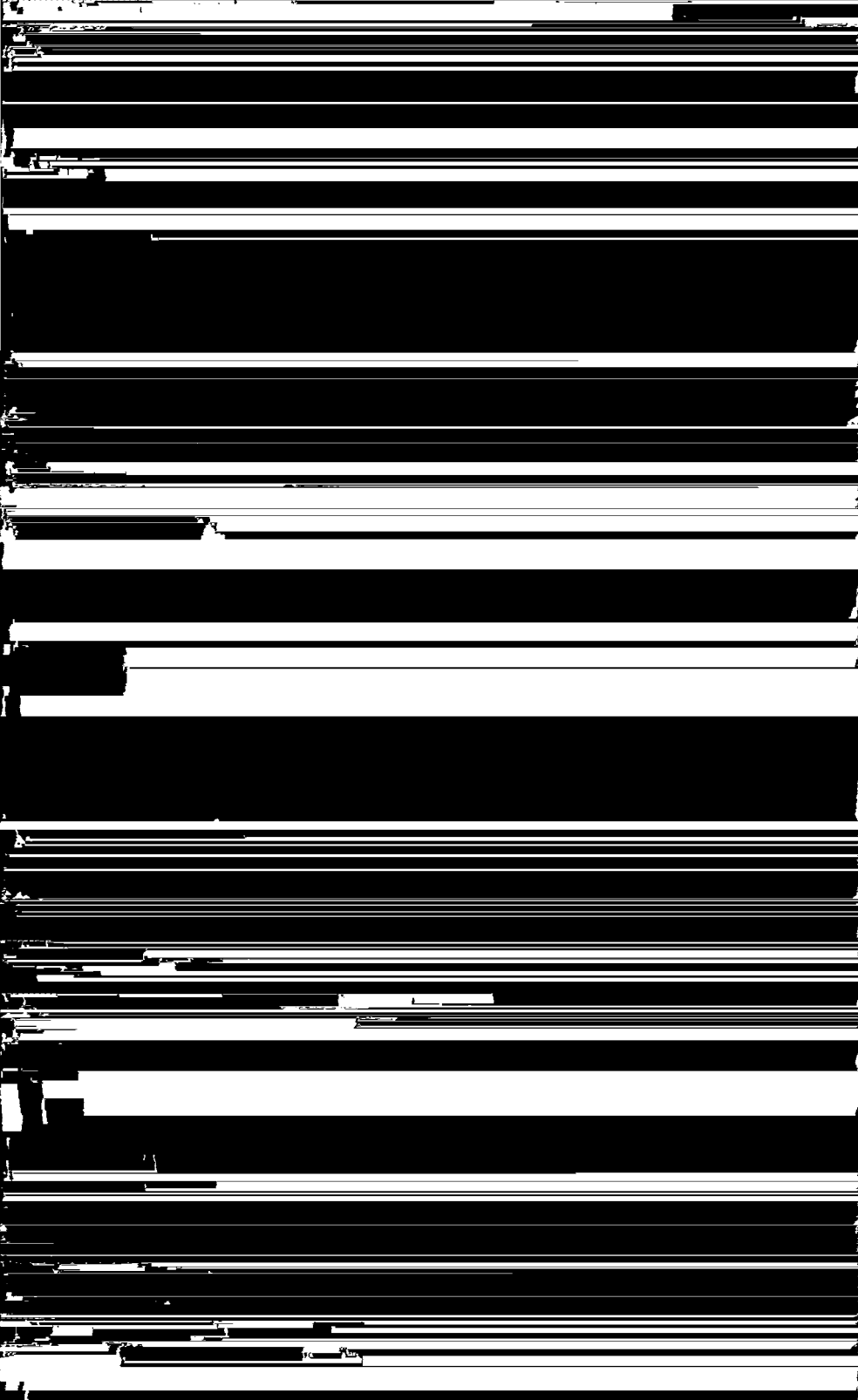




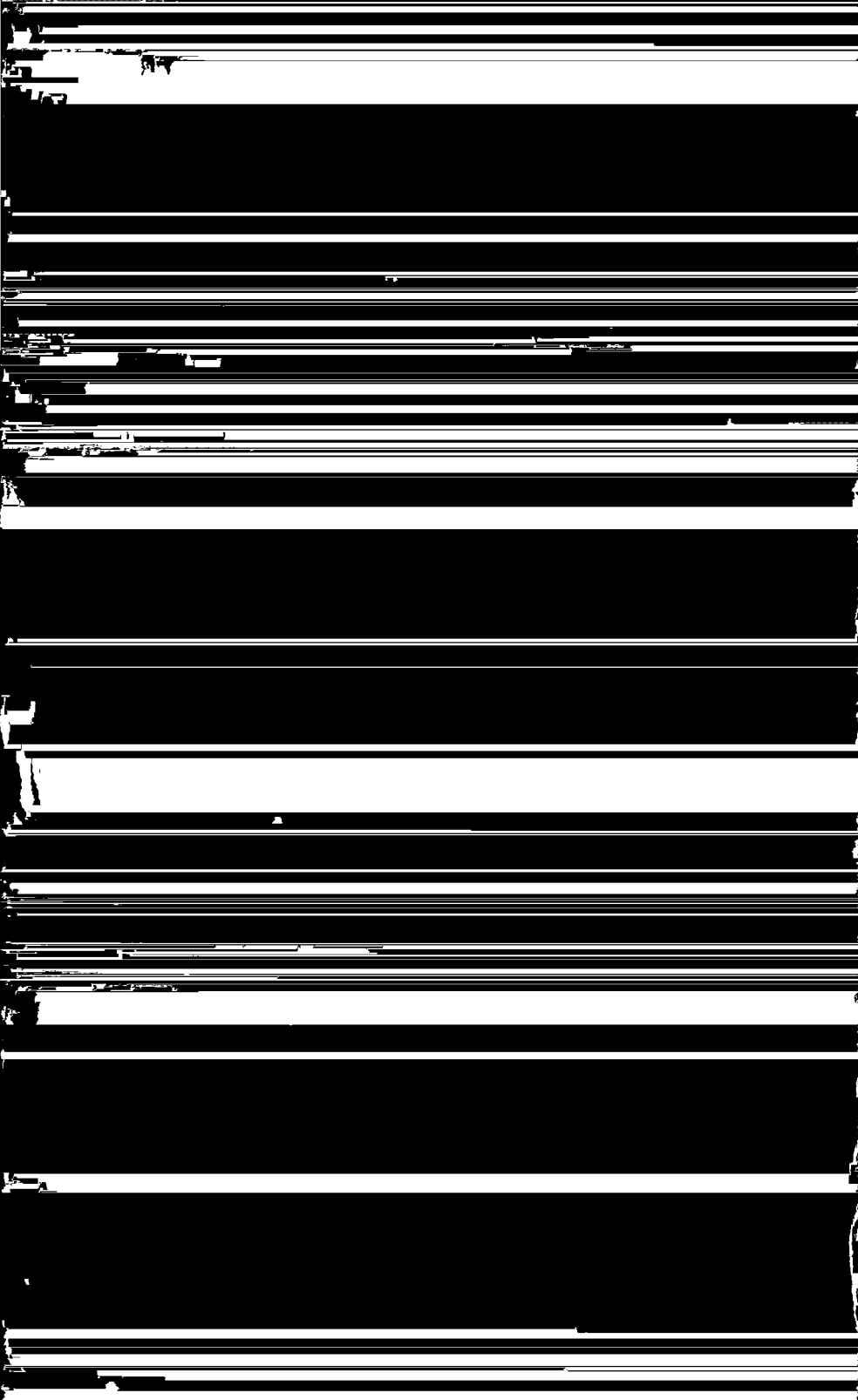




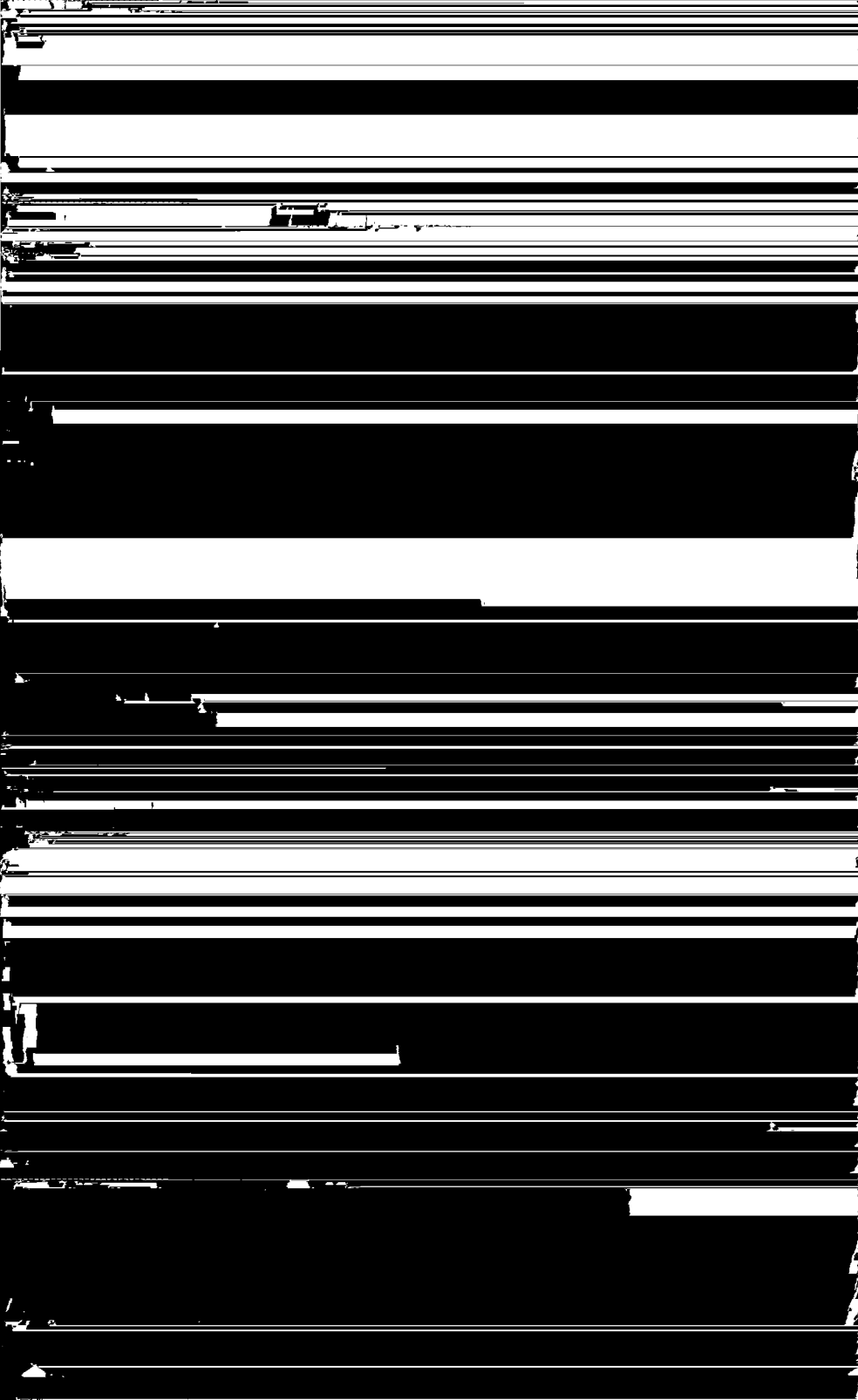


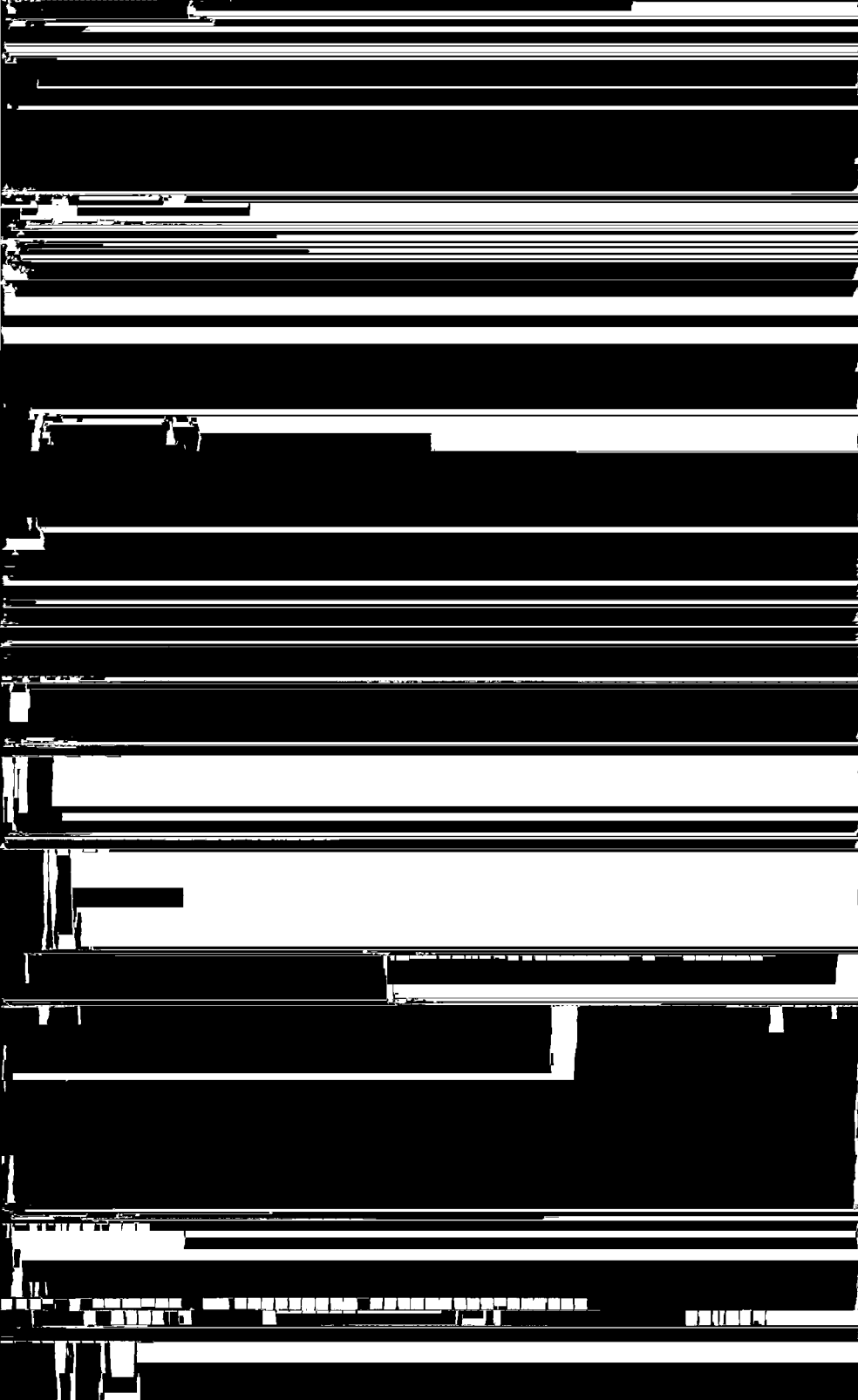


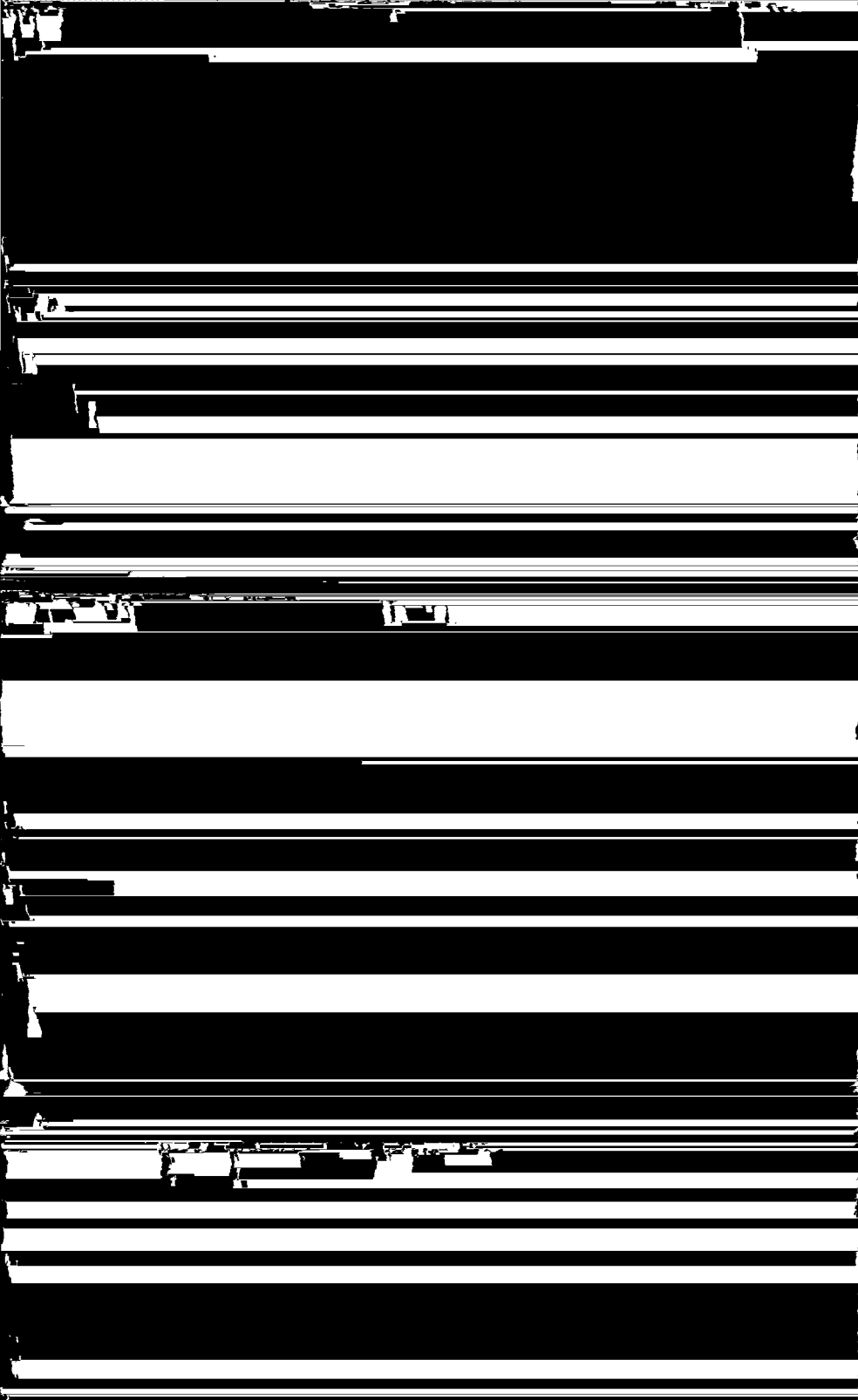












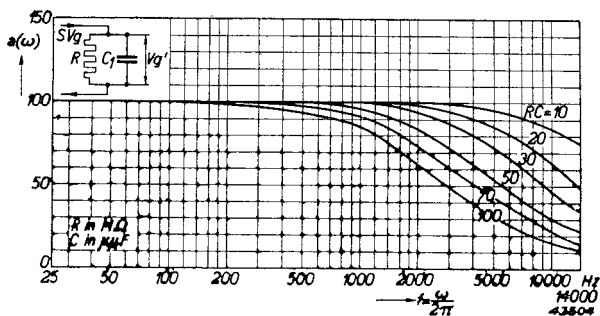


Fig. 33

B. De frequentie karakteristiek voor lage frequenties

Voor lage frequenties is de impedantie van den condensator C_1 in fig. 31 zeer groot t.o.v. de waarde van de weerstanden en kan haar invloed verwaarloosd worden. De impedantie van C_2 is dan niet meer oneindig klein t.o.v. R_g en er ontstaat spanningsdeeling. Het schema van fig. 31 kan in dit geval vereenvoudigd worden tot het schema van fig. 34a.

Hierin is:

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_a}$$

Men kan in fig. 34 de stroombron SV_g met den hieraan parallel geschakelden weerstand R' vervangen door een spanningsbron $SV_g R'$ met een hiermede in serie geschakelden weerstand R' . Dit levert het schema van fig. 34b op.

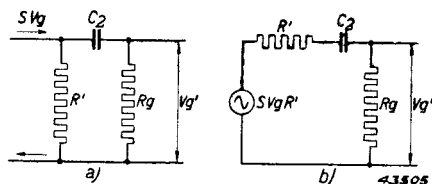


Fig. 34

De roosterwisselspanning V_g' is:

$$V_g' = SV_g \frac{R'R_g}{R' + R_g} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 (R' + R_g)^2 C_2^2}}}$$

Bij groote waarden van ω is

$$V_g' = SV_g \frac{R'R_g}{R' + R_g} = SV_g R$$

De verhouding $a(\omega)$ van V_g' voor de frequentie ω tot de V_g' bij een zeer groote waarde van ω [$\omega(R' + R_g)C_2 \gg 1$] is:

$$a(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 (R' + R_g)^2 C_2^2}}}$$

In fig. 35 is deze $a(\omega)$ als functie van de frequentie voor verschillende waarden van het product $(R' + R_g)C_2$ aangegeven in %.

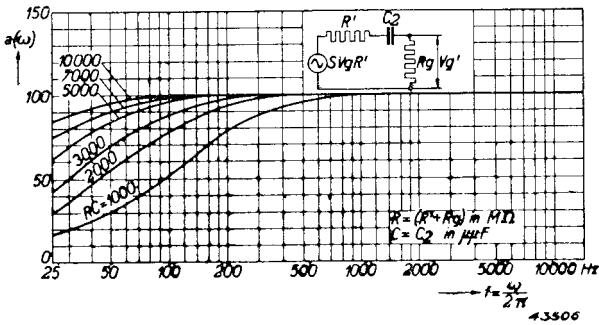


Fig. 35

2) Automatische negatieve roostervoorspanning

Fig. 36 geeft een schema aan voor automatische negatieve roostervoorspanning van een buis. Bij een extreem lage frequentie is de impedantie van den condensator C zeer groot t.o.v. R en kan de condensator C als niet aanwezig worden beschouwd (fig. 36b). Wanneer in fig. 36a de dynamische steilheid van de buis S_d is, is in fig. 36b de dynamische steilheid:

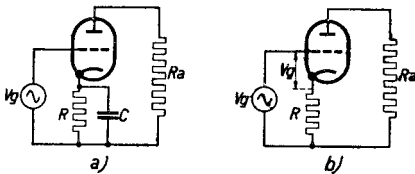


Fig. 36

$$S_d' = \frac{S_d}{1 + RS_d}$$

van de dynamische steilheid S_d van de buis bij de frequentie ω t.o.v. de dynamische steilheid bij een zeer hoge frequentie ($\omega RC \gg 1$):

$$a(\omega) = \frac{S_d'}{S_d} = \sqrt{\frac{1 + \omega^2 R^2 C^2}{(1 + RS_d)^2 + \omega^2 R^2 C^2}}$$

De vermindering $a(\omega)$ van de dynamische steilheid hangt niet alleen af van RC, doch ook van RS_d , en het is daarom niet mogelijk om, met behulp van een enkelvoudige schaar van krommen, de afhankelijkheid van $a(\omega)$ van de frequentie voor te stellen.

3) Ontkoppeling door een RC-filter

De ont koppeling door een RC-filter (zie fig. 37) wordt bepaald door de verhouding tusschen de spanning V_2 over den condensator en de spanning V_1 aan den ingang van het filter:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 R^2 C^2 + 1}}$$

of in procenten:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{100}{\sqrt{\omega^2 R^2 C^2 + 1}} \%$$

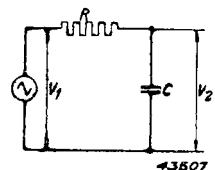
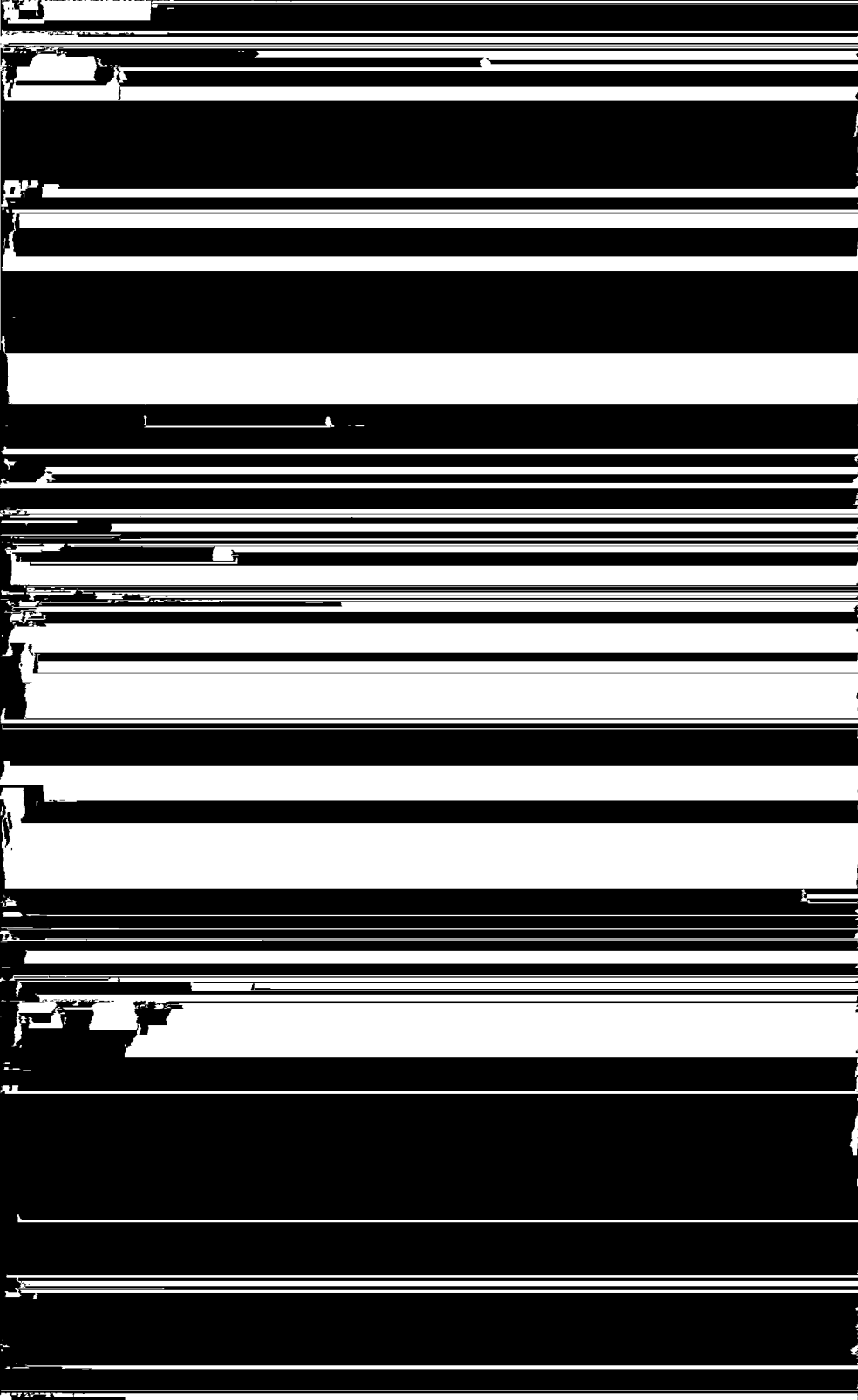
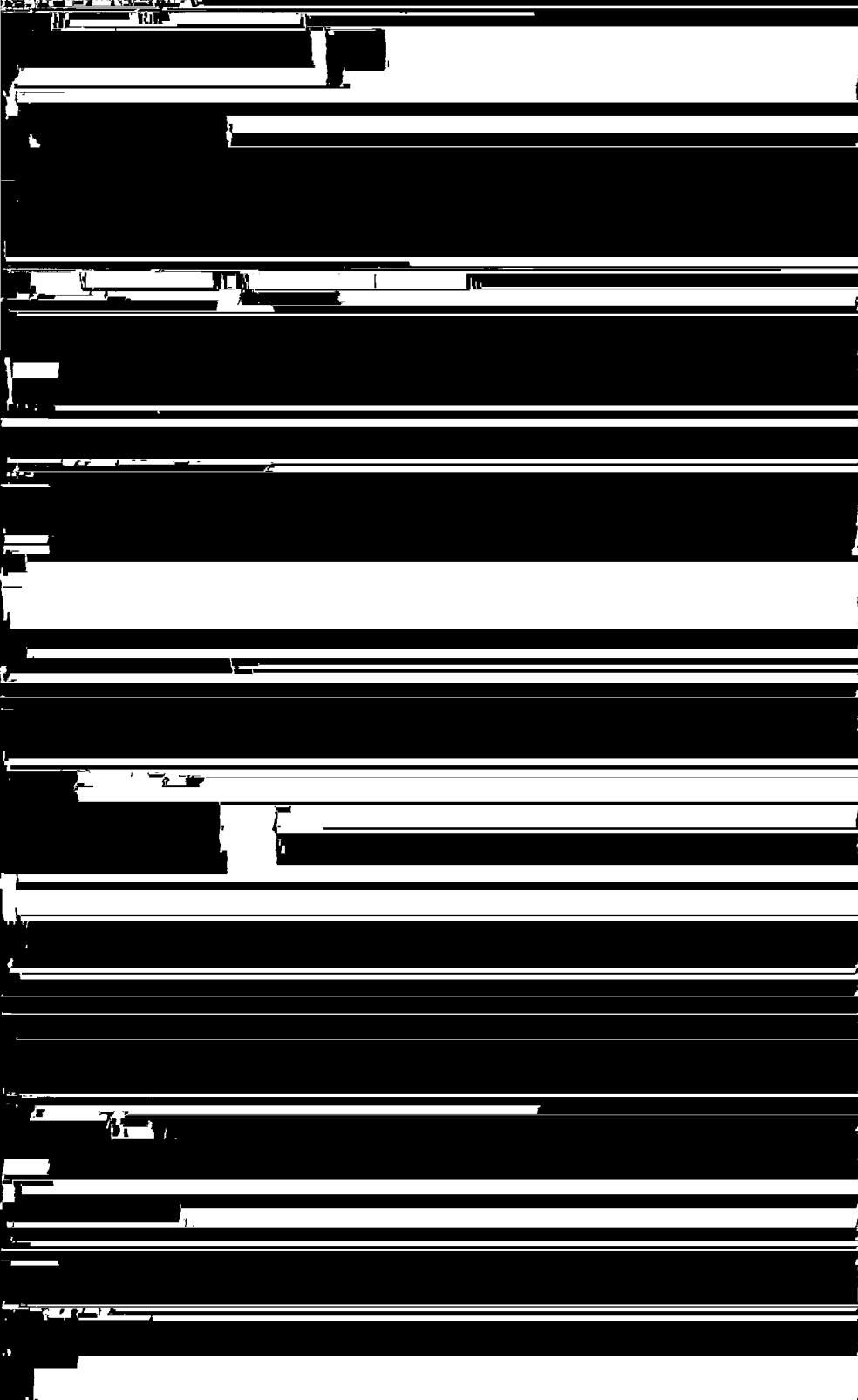


Fig. 37







3) De zelfinductie van een vierkante winding (fig. 40)

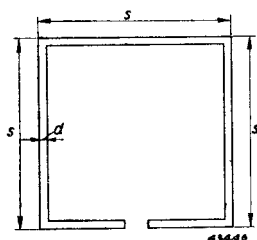


Fig. 40

De zelfinductie van een vierkante winding, zoals in fig. 40 is aangegeven, kan worden berekend met behulp van de formule:

$$L = 8s \left(\ln \frac{2s}{d} - 0,524 \right) 10^{-9} \text{ henry.}$$

Hierin is:

s = lengte van een van de zijden van het vierkant in cm,

d = diameter van den draad in cm.

Deze formule geldt voor het geval, dat d veel kleiner is dan s , en omvat ook de bijdrage van de inwendige zelfinductie. Zonder deze laatste verandert de term $-0,524$ in $-0,774$.

4) De zelfinductie van luchtspoelen (fig. 41)

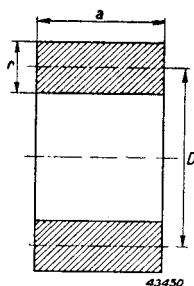


Fig. 41

De zelfinductie van een cilindrische luchtspoel met rechthoekige wikkelingsdoorsnede (zie fig. 41) kan worden berekend met behulp van de formule:

$$L = n^2 D \Phi 10^{-9} \text{ henry.}$$

Hierin is:

n = aantal windingen,

D = gemiddelde diameter van de windingen in cm, (zie fig. 41).

De waarde van Φ kan voor een eerste benadering van de zelfinductie worden berekend met behulp van:

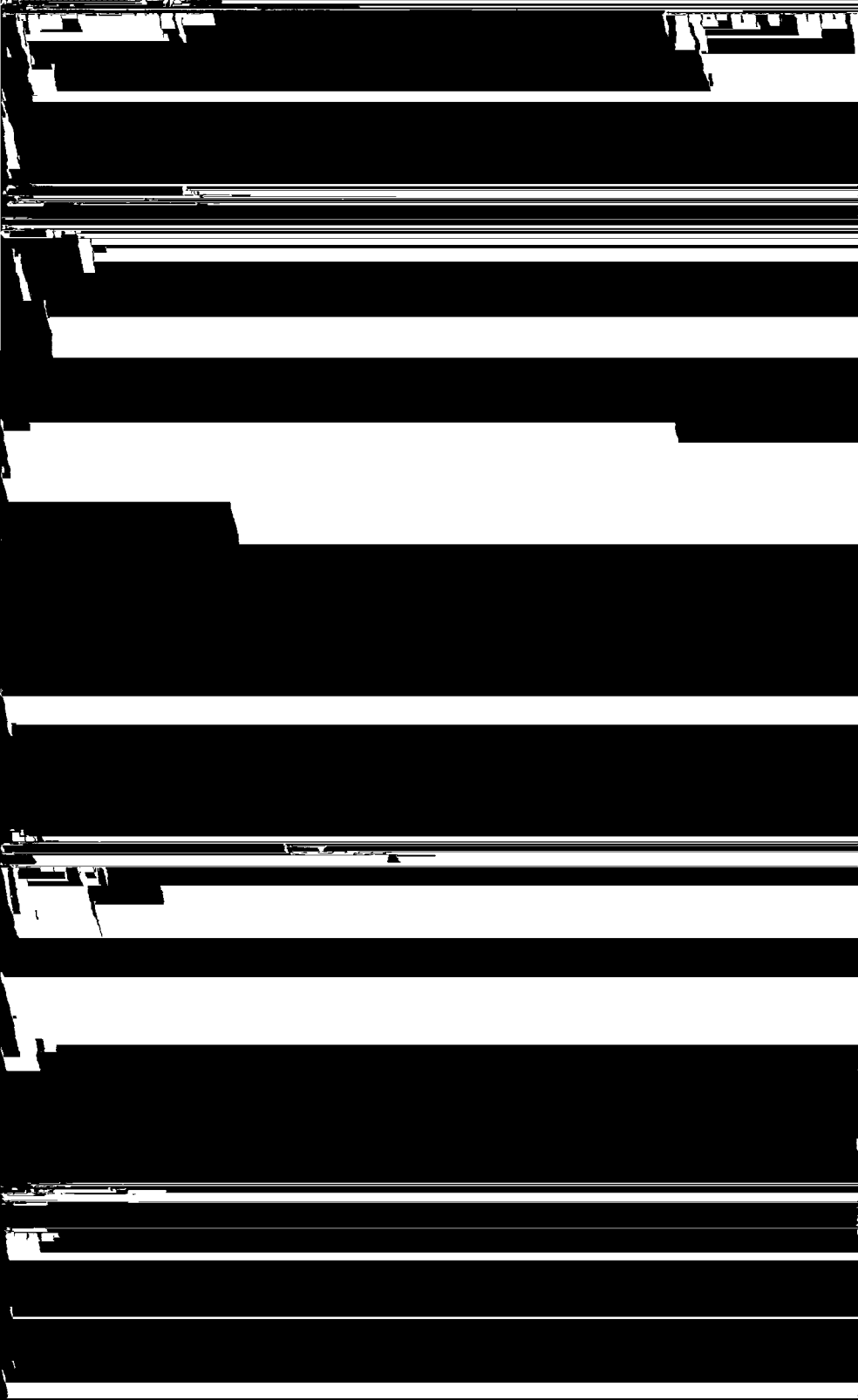
$$\Phi = 20 \frac{1 - 2r/D}{1 + 2a/D}.$$

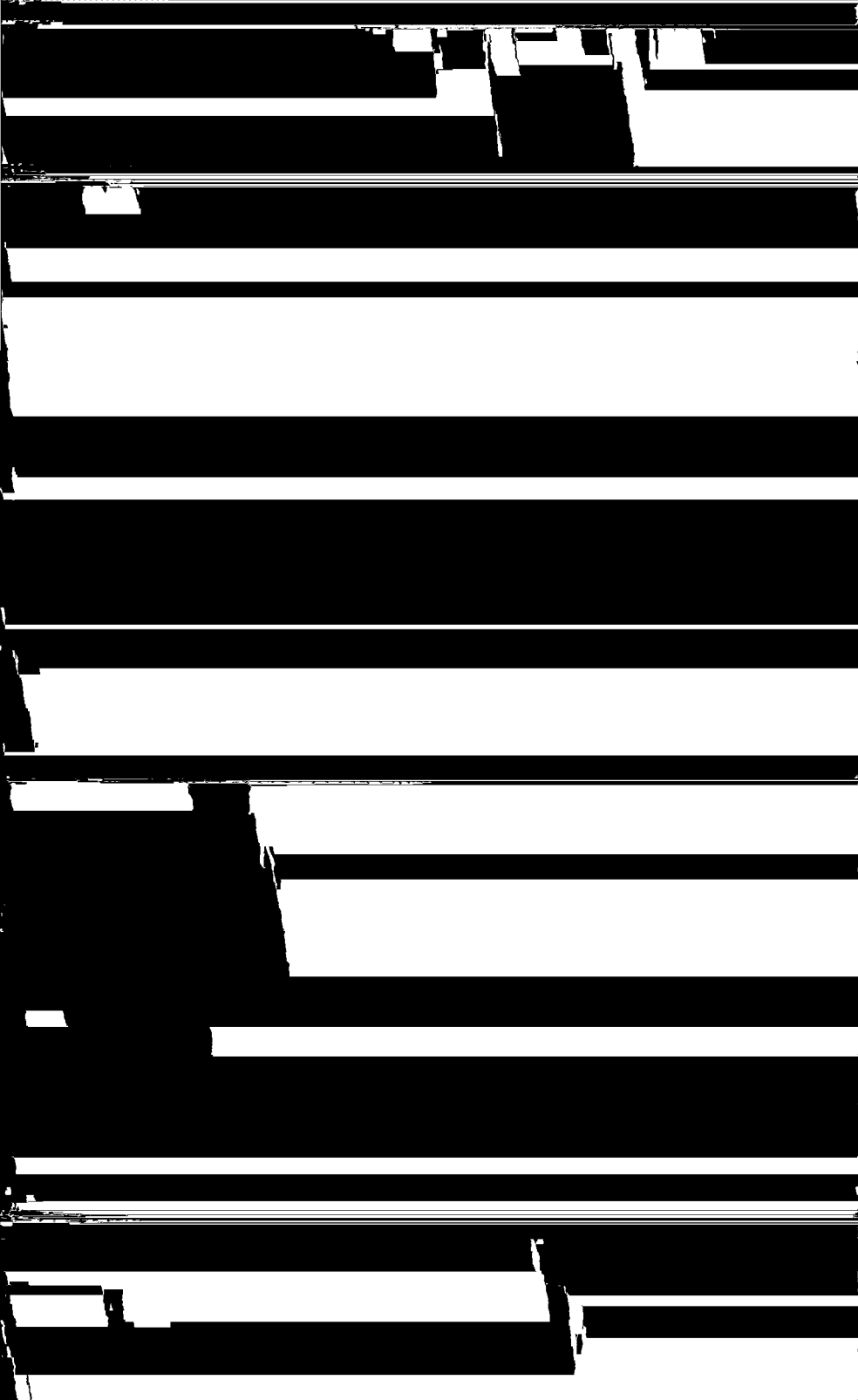
Hierin is:

r = dikte van de spoel in cm,

a = lengte van de spoel in cm.

De nauwkeurige waarde van Φ vindt men door gebruik te maken van de krommenscharen van de fig. 42, 43 en 44 (overgenomen uit J. Hak, Eisenlose Drosselspulen, uitgave van K. F. Koehler, Leipzig, 1938). In deze figuren is $\alpha = a/D$ en $\rho = r/D$. De inwendige zelfinductie is in deze formules begrepen.





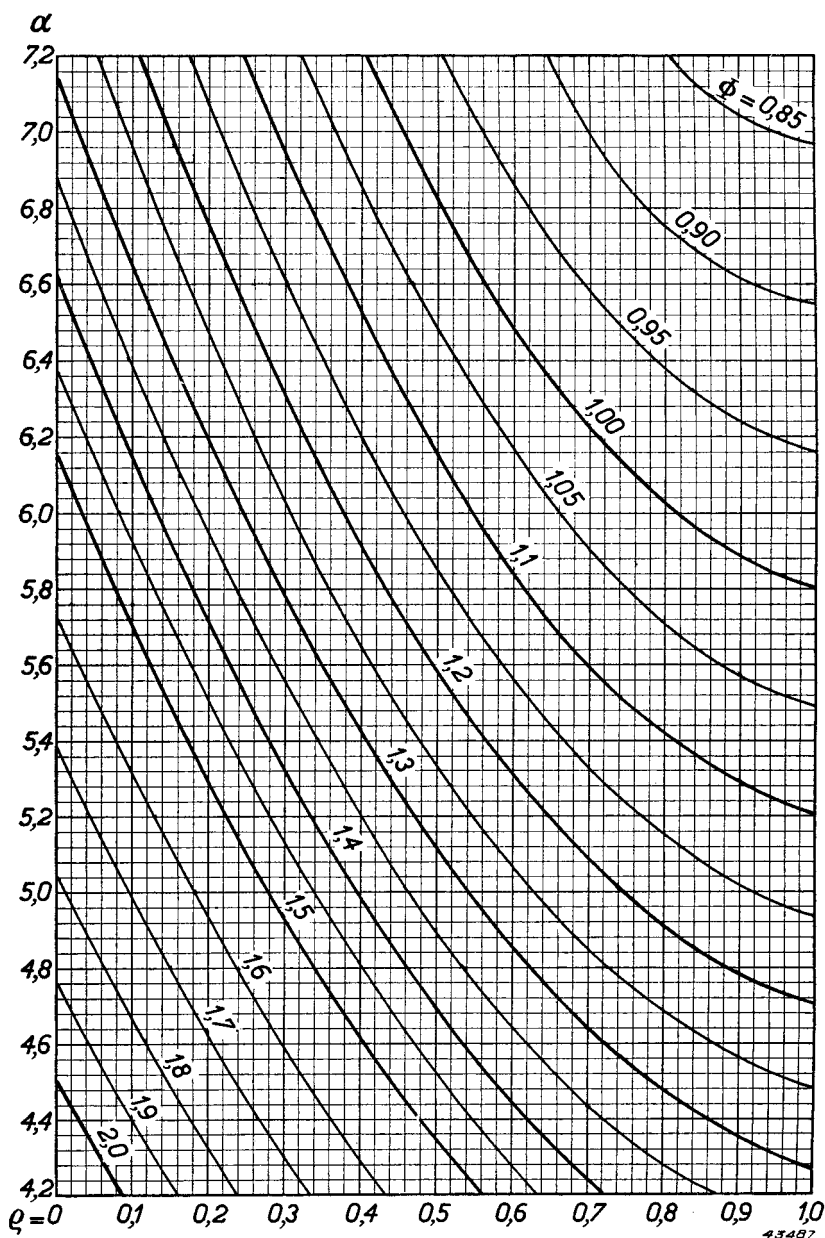
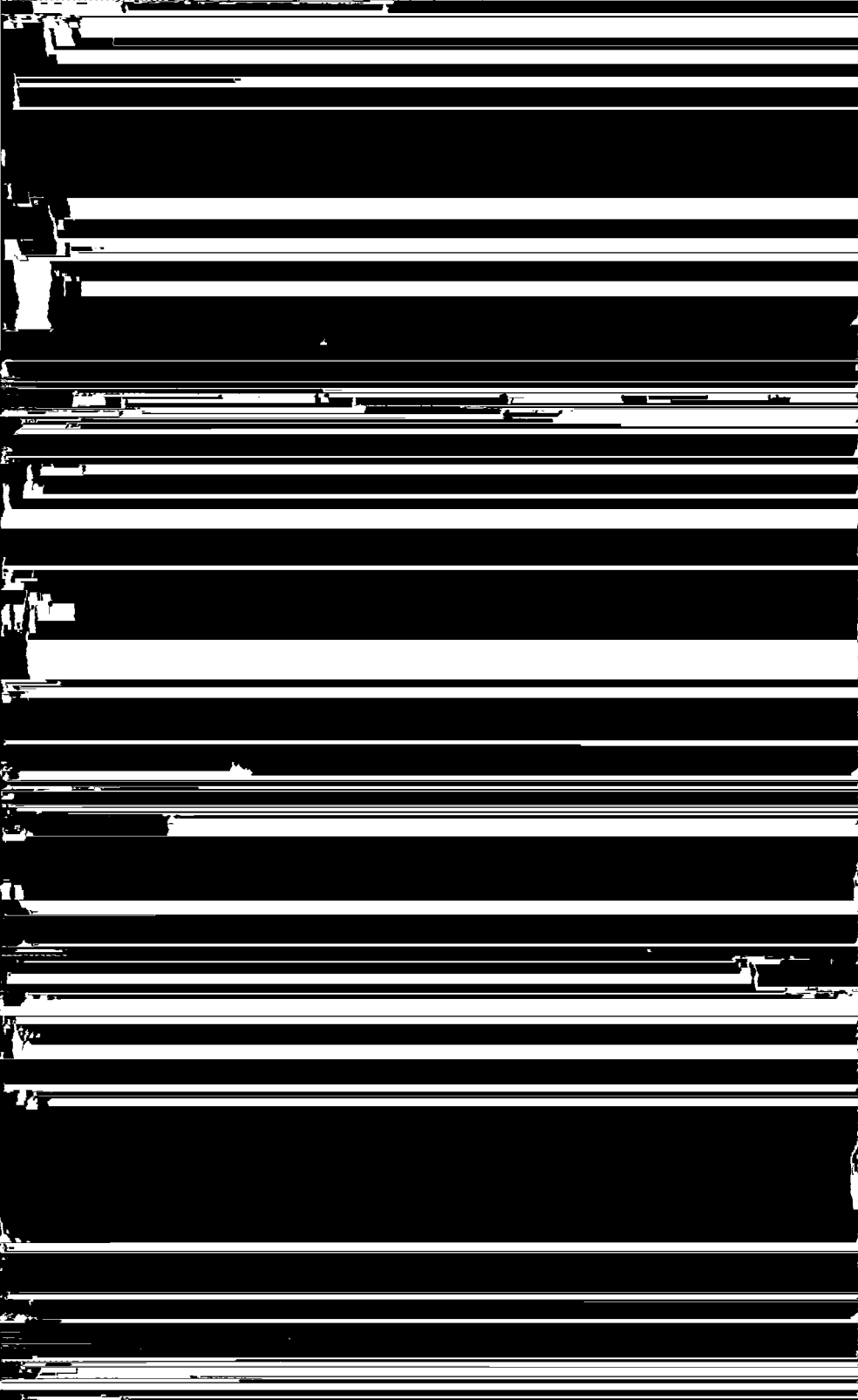


Fig. 44

De waarde van ϕ als functie van $\alpha = a/D$ en $\rho = r/D$, ter bepaling van de zelfinductie van een cilindrische luchtspoel met rechthoekige wikkelingsdoorsnede met behulp van formule $L = n^2 D \phi \cdot 10^{-9}$ henry. Waarden van ρ van 0 tot 1 en van α van 4,2 tot 7,2.





XI. TABELLEN EN GRAFIEKEN

Decibel en Neper

Definities

Onder een bel verstaat men de logarithme, met het grondtal 10, van de verhouding van twee vermogens, dus het tweevoud van de logarithme van de verhoudingen der overeenkomstige amplituden van spanningen, stroomen, drukken of snelheden.

Een decibel (dB) is het tiende gedeelte van een bel, zoodat versterking of verzwakking als volgt kan worden uitgedrukt in dB :

$$(1) \quad \text{aantal dB} = 10^{10} \log \frac{W_2}{W_1} = 20^{10} \log \frac{V_2}{V_1} = 20^{10} \log \frac{I_2}{I_1}.$$

De neper (N) is de logarithme van de verhouding van twee amplituden van spanningen, stroomen, drukken of snelheden, met $\epsilon = 2,718$ als grondtal, zoodat versterking of verzwakking als volgt kan worden uitgedrukt in de eenheid neper:

$$(2) \quad \text{aantal N} = \epsilon \log \frac{V_2}{V_1} = \epsilon \log \frac{I_2}{I_1}.$$

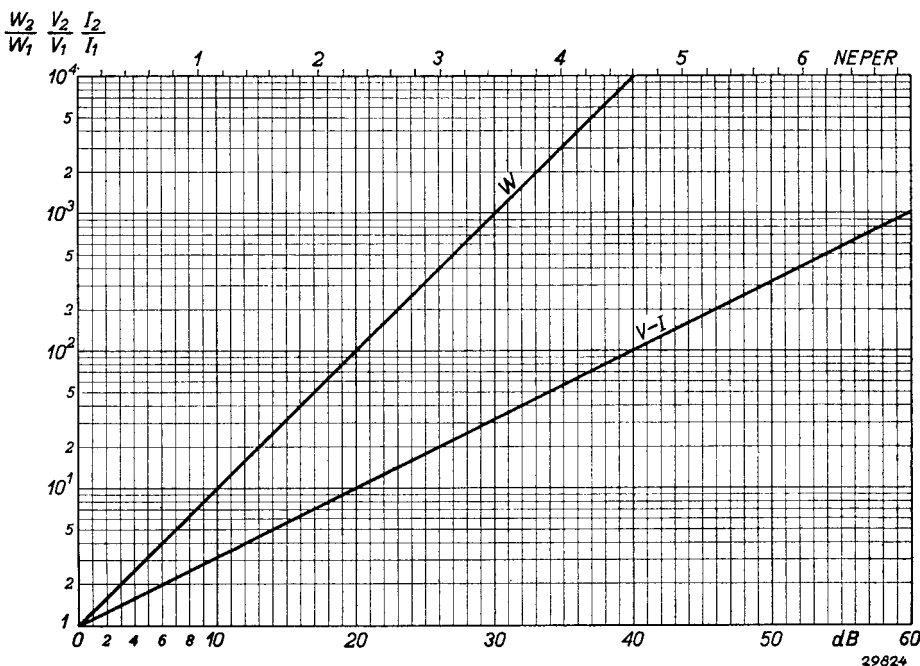
Het is mogelijk, nepers in decibels en omgekeerd om te rekenen met behulp van de formules (3) en (4):

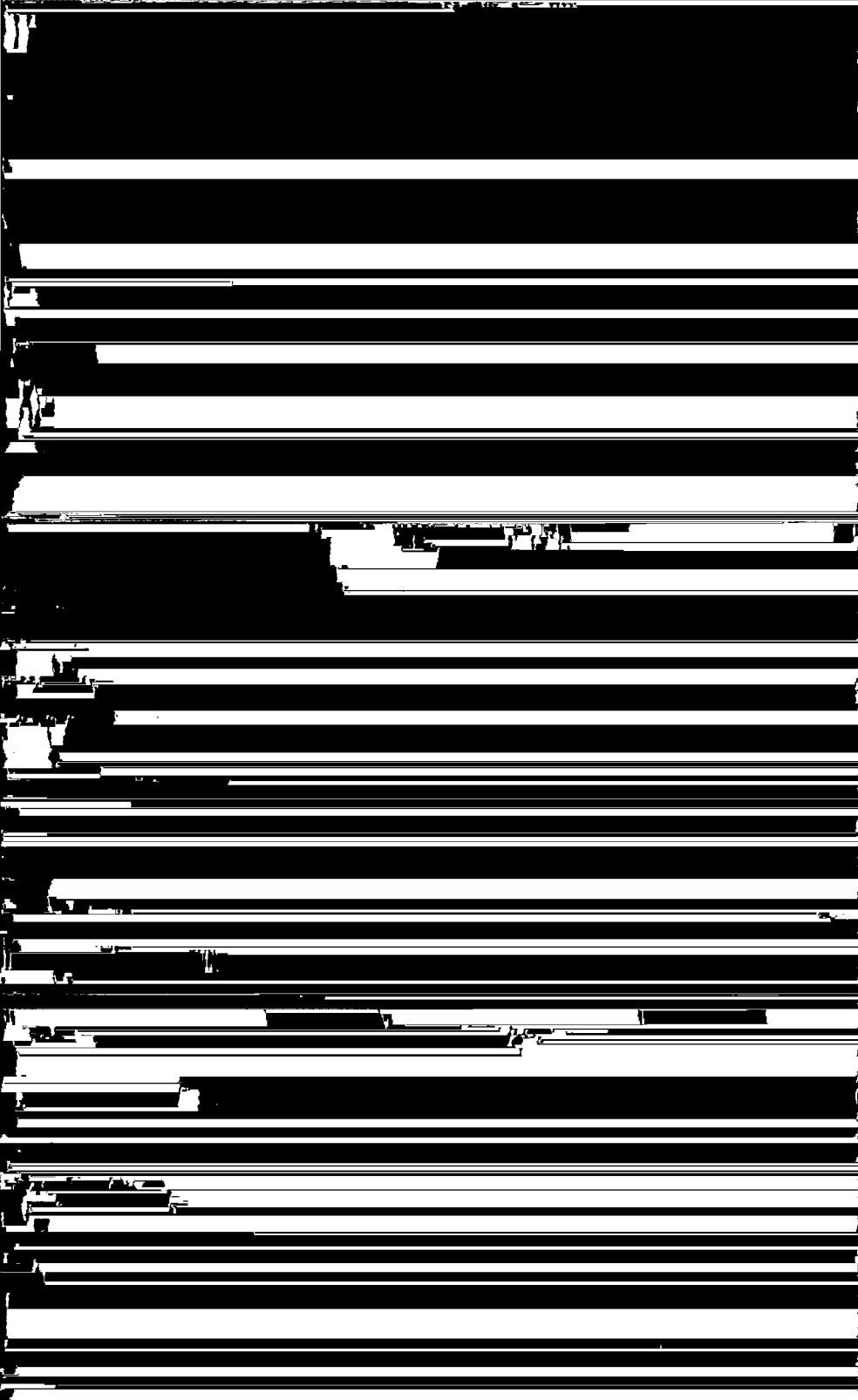
$$(3) \quad 1 \text{ dB} = 0,1151 \text{ N en}$$

$$(4) \quad 1 \text{ N} = 8,686 \text{ dB.}$$

Met behulp van de onderstaande grafiek is het mogelijk, decibels en nepers in verhoudingen van vermogens en van de daarmede overeenkomende spanningen en stroomen af te lezen.

GRAFIEK





**SOORTELIJKE WEERSTAND, SOORTELIJK GELEIDINGSVERMOGEN,
SOORTELIJK GEWICHT EN TEMPERATUURCOËFFICIËNT
VAN MATERIALEN**

Materiaal	Soortelijke weerstand $\rho \left(\frac{\Omega \text{mm}^2}{\text{m}} \right)$	Soortelijk geleidingsvermogen $\kappa \left(\frac{\text{m}}{\Omega \text{mm}^2} \right)$	Temperatuurcoëfficiënt $\alpha (1/^\circ\text{C})$	Soortelijk gewicht (g/cm ³)
Zilver	0,0147	68	0,0038	10,5
Koper	0,01718	58,2	0,00393	8,9
Aluminium	0,0262	38	0,0039	2,7
Duraluminium	0,05	20	0,0041	2,8
Zink	0,0575	17,4	0,0037	7,1
Nikkel	0,0693	14,4	0,0043	8,8
Messing	0,07	14,3	0,002	8,2 ÷ 8,7
IJzer	0,10	10	0,005	7,6 ÷ 7,9
Platina	0,10 ÷ 0,11	10 ÷ 9	0,003	21,4
Tin	0,115	8,7	0,0043	7,3
Nieuw zilver	0,30	3,33	0,00025	8,3 ÷ 8,7
Nickelin	0,40	2,5	0,011	8,9
Manganin	0,43	2,33	0,00002	8,4
Constantaan	0,50	2,0	0,00004	8,9
Isabellin	0,52	1,92	—0,00002	8,0
Chroomijzer	0,6	1,66	0,0016	7,6
Invar	0,75	1,33	0,002	—
Kwikzilver	0,95	1,05	0,0009	13,6
Chroomnikkel	1,1	0,9	0,00011	8,3
Kool	30	0,33	—0,0002 ÷ —0,0008	2,25

Wil men den soortelijken weerstand in $\Omega \text{ cm} \left(\frac{\Omega \text{ cm}^2}{\text{cm}} \right)$ opgeven, dan moet men de boven aangegeven getallen met 10^{-4} vermenigvuldigen.

De bepaling van de temperatuurverhoging door middel van den temperatuurcoëfficiënt

Men kan uit de weerstandstoename van een draad van een bekend materiaal, bijv. van een koperwikkeling van een transformator of smoorspoel, met behulp van den temperatuurcoëfficiënt de temperatuurstijging berekenen. Is de weerstand van den draad, vooraleer stroomdoorgang plaats gehad heeft, R_1 (overeenkomende met de omgevingstemperatuur, welke meestal 20°C bedraagt) en de weerstand, na een bepaalden bedrijfsduur, R_2 , dan is de temperatuurstijging ΔT gelijk aan:

$$\Delta T = \frac{R_2 - R_1}{R_1 \cdot \alpha} \text{ } ^\circ\text{C.}$$

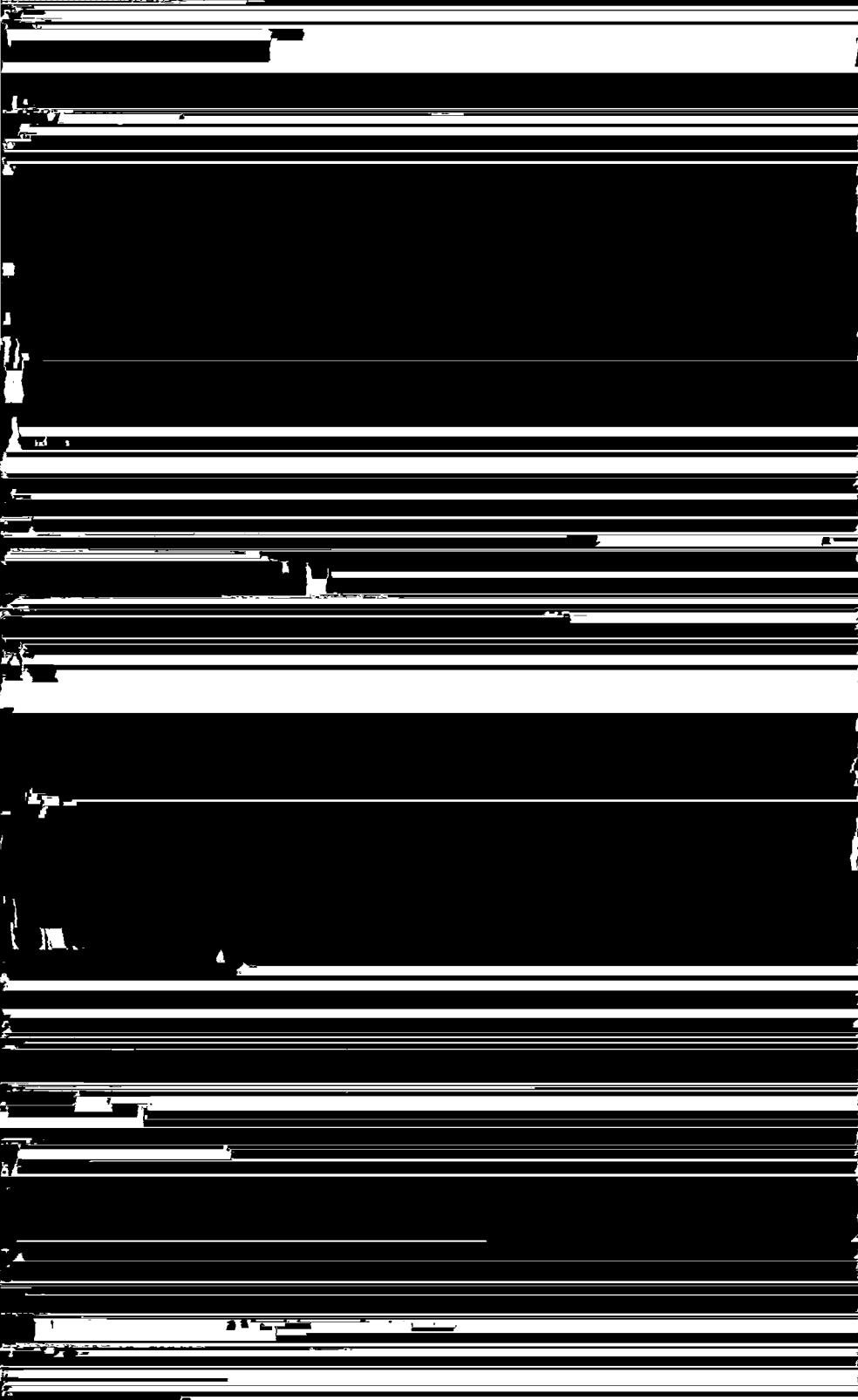
WEERSTAND
van geëmailleerd zacht electrolytisch koperdraad (rond)

Diameter v.d.draad mm	Doorsnede v.d.draad mm ²	Weer- stand Ω/m ¹⁾	Gewicht g/m of kg/1000 m	Diameter v.d.draad mm	Doorsnede v.d.draad mm ²	Weer- stand Ω/m ¹⁾	Gewicht g/m of kg/1000 m
0,020 0,025 0,030	0,00031 0,00049 0,00071	55,20 35,40 24,60	0,0031 0,0048 0,0069	0,40 0,45 0,50	0,1257 0,1590 0,1964	0,1383 0,1092 0,0885	1,14 1,45 1,78
0,035 0,040 0,045	0,00096 0,00126 0,00159	18,06 13,83 10,92	0,0093 0,012 0,015	0,55 0,60 0,65	0,2376 0,2827 0,3318	0,0731 0,0615 0,0524	2,16 2,56 2,99
0,050 0,060 0,070	0,00196 0,00283 0,00385	8,85 6,15 4,52	0,019 0,027 0,036	0,70 0,80 0,90	0,3848 0,5027 0,6362	0,0452 0,0346 0,0274	3,48 4,54 5,73
0,080 0,090 0,10	0,00503 0,00636 0,00785	3,46 2,73 2,21	0,047 0,059 0,073	1,0 1,1 1,2	0,7854 0,9503 1,131	0,0221 0,01829 0,01536	7,08 8,57 10,19
0,12 0,15 0,18	0,01131 0,01767 0,02545	1,537 0,983 0,682	0,105 0,162 0,232	1,3 1,4 1,5	1,327 1,539 1,767	0,01310 0,01129 0,00984	11,94 13,83 15,87
0,20 0,22 0,25	0,03142 0,03801 0,04909	0,552 0,457 0,354	0,287 0,347 0,447	1,6 1,8 2,0	2,011 2,545 3,142	0,00865 0,00683 0,00556	18,05 22,8 28,2
0,28 0,30 0,35	0,06158 0,07069 0,09621	0,282 0,246 0,1806	0,559 0,641 0,873	2,2 2,5 3,0	3,801 4,906 7,069	0,00456 0,00354 0,00246	34,6 44,0 63,2

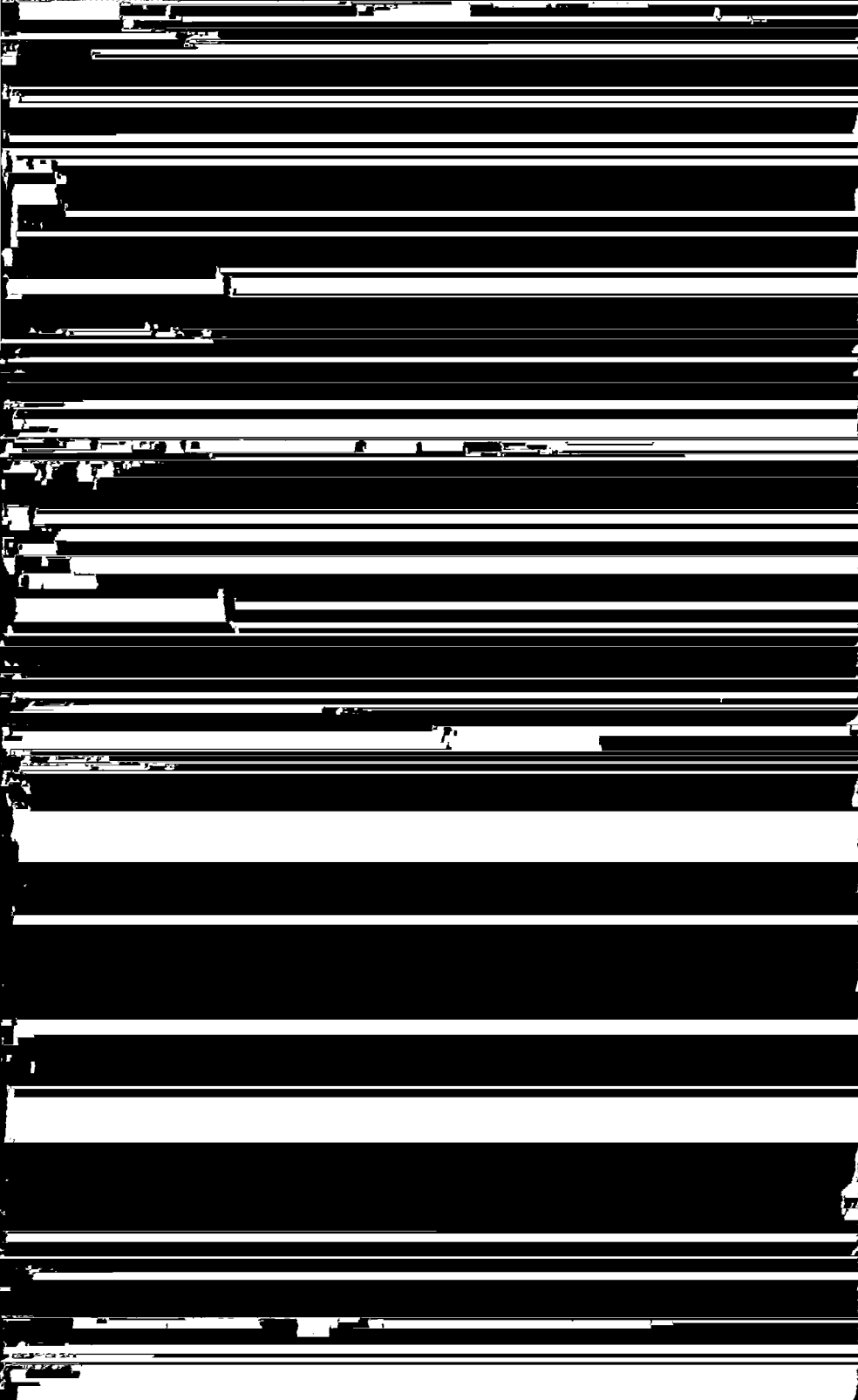
¹⁾ Voor een temperatuur van 20 °C en een soortelijken weerstand van $0,01736 \times 10^{-4} \Omega \text{ cm}$.

OVERZICHT VAN PHILIPS PUBLICATIES op het gebied van radiobuizen, radio-ontvangst en aanverwante gebieden

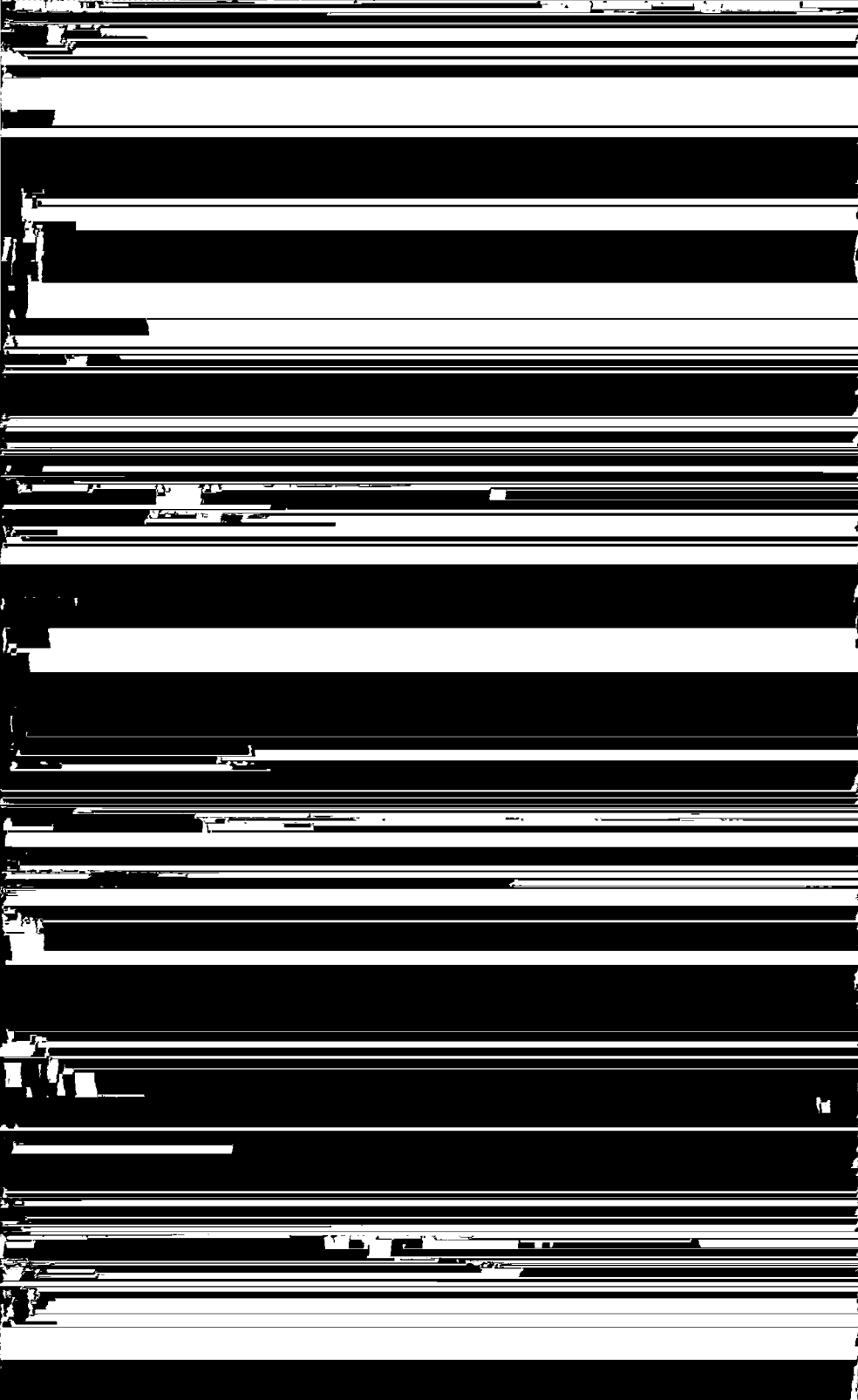
- Alexander, J. W.: Een vibrator voor het aansluiten van wisselstroom-ontvangsttoestellen op het gelijkstroomnet, Philips Technisch Tijdschr. 2 (1937), blz. 346—349.
- Alexander, J. W.: Autoradio, Philips Technisch Tijdschr. 3 (1938), blz. 113—119.
- Bakker, C. J. en G. de Vries: Amplification of small alternating tensions by an inductive action of the electrons in a radio valve with negative anode, Physica 1 (1934), blz. 1045—1054.
- Bakker, C. J.: On vacuum tube electronics, Physica 2 (1935), blz. 683—697.
- Bakker, C. J.: Eenige eigenschappen van ontvanglampen bij korte golven, Philips Technisch Tijdschr. 1 (1936), blz. 171—178.
- Bakker, C. J. en C. J. Boers: On the influence of the non-linearity of the characteristics on the frequency of dynatron and triode oscillators. Physica 3 (1936), blz. 649—665.
- Bakker, C. J.: Current distribution fluctuations in multi-electrode radio valves, Physica 5 (1938), blz. 581—592.
- Bakker, C. J. en B. van der Pol: Report on spontaneous fluctuations of current and potential, C. R. Union radiosci. int., Venetië, 5e jaargang (1939), blz. 217—227.
- Bakker, C. J. en G. Heller: On the Brownian motion in electric resistances, Physica 6 (1939), blz. 262—274.
- Bakker, C. J.: Fluctuations and electron inertia, Physica 8 (1941), blz. 23—43.
- Bakker, C. J.: Oorzaken van spannings- en stroomfluctuaties, Philips Technisch Tijdschr. 6 (1941), blz. 129—138.
- Bakker, C. J.: Het radio-onderzoek der ionosfeer, Philips Technisch Tijdschr. 7 (1942), blz. 239—248.
- Bakker, C. J.: Resultaten van het radio-onderzoek der ionosfeer, Ned. Tijdschr. v. Natuurkunde 9 (1943), blz. 212—220.
- Beek, M. van de: Luchtgekoelde zendbuizen, Philips Technisch Tijdschr. 4 (1939), blz. 129—135.
- Beek, M. van de: Een experimenteele televisiezender van 9 kW, Philips Technisch Tijdschr. 7 (1942), blz. 129—137.
- Boer, J. de: Klankverstrooiers in luidsprekers, Philips Technisch Tijdschr. 4 (1939), blz. 144—148.
- Boer, J. de: Het rendement van luidsprekers, Philips Technisch Tijdschr. 4 (1939), blz. 313—319.
- Boer, J. de en H. Bruining: Secondary electron emission. VI. The influence of externally absorbed ions and atoms on the secondary emission of metals. Physica 6 (1939), blz. 941—950.
- Blok, L.: Radiostoringen, Philips Technisch Tijdschr. 3 (1938), blz. 251—256.
- Blok, L.: Bestrijding van radiostoringen, Philips Technisch Tijdschr. 4 (1939), blz. 249—256.



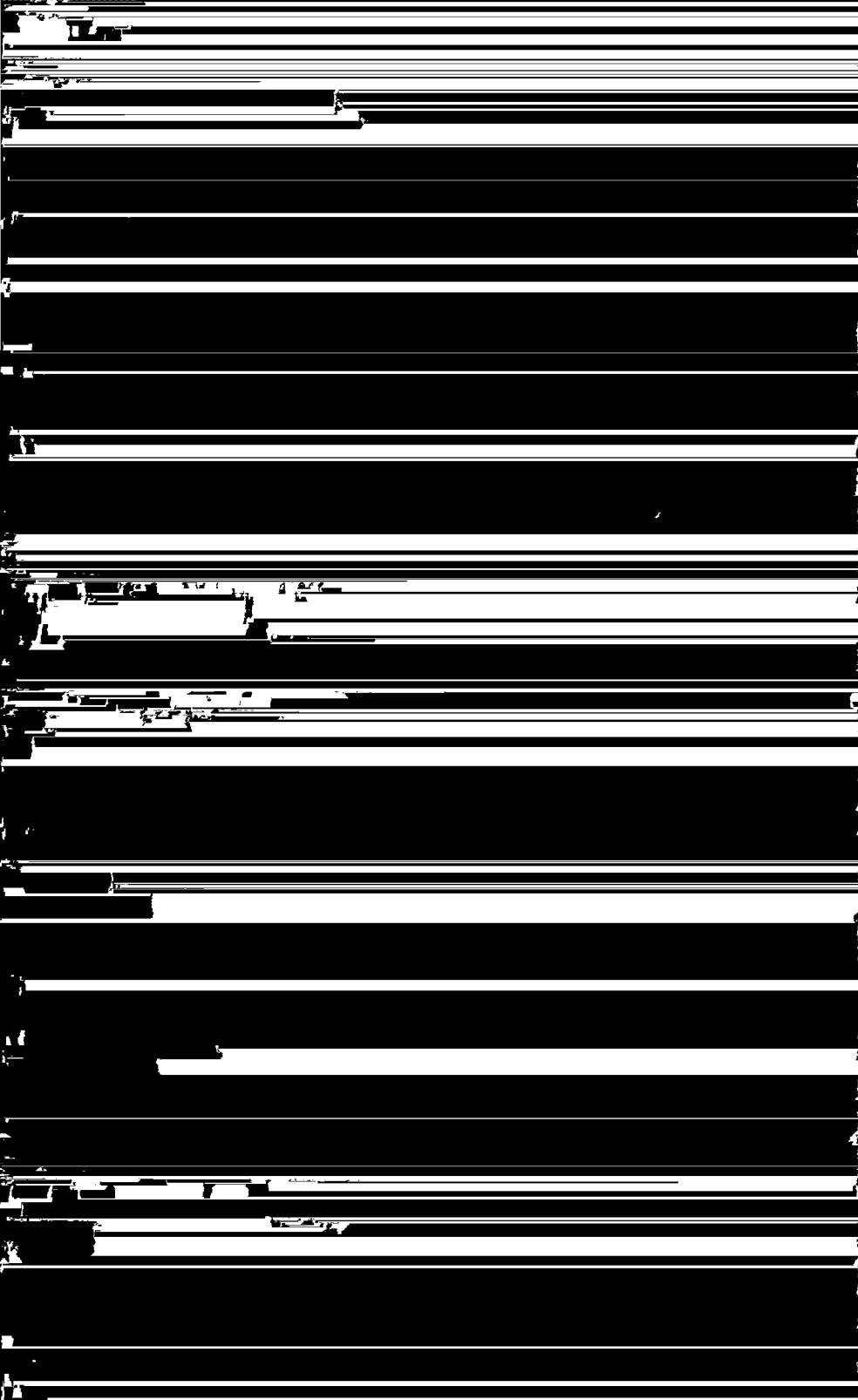
- Dijksterhuis, P. R. en Y. B. F. J. Groeneveld: Low-frequency amplification with transformers, *Experimental Wireless* 6 (1929), blz. 374—379.
- Elias, G. J., B. van der Pol en B. D. H. Tellegen: Das elektrostatische Feld einer Triode, *Annalen der Physik* 78 (1925), blz. 370—406.
- Eringa, D.: Een universeel meetapparaat voor radiolampen, *Philips Technisch Tijdschr.* 2 (1937), blz. 57—63.
- Geel, W. Ch. van: Sperlaagelijkrichters, *Philips Technisch Tijdschr.* 4 (1939), blz. 104—110.
- Geel, W. Ch. van en J. H. de Boer: Cellules photoélectriques à couche de barrage déposée artificiellement, *Physica* 2 (1935), blz. 892—900.
- Gier, J. de: Een kathodestraalbuis met naversnelling, *Philips Technisch Tijdschr.* 5 (1940), blz. 257—264.
- Gradstein, S.: Radio-ontvangtoestellen met schuifcondensatoren, *Philips Technisch Tijdschr.* 4 (1939), blz. 289—295.
- Groeneveld, Y. B. F. J. en Balth. van der Pol en K. Posthumus: Roosterdetectie, *Tijdschr. v. h. Ned. Radio-Genootsch.* 3 (1937), blz. 67—89.
- Groeneveld, Y. B. F. J., B. van der Pol en K. Posthumus: Gittergleichrichtung, *Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph.* 29 (1927), blz. 139—147.
- Haantjes, J.: Het beoordeelen van een versterker door middel van de sprongkarakteristiek, *Philips Technisch Tijdschr.* 6 (1941), blz. 193—201.
- Haantjes, J. en B. D. H. Tellegen: De diode als mengbuis en als detector, *Tijdschr. v. h. Ned. Radio-Genootsch.* 10 (1943), blz. 237—260.
- Heins van der Ven, A. J.: Vervorming en afgegeven vermogen bij eindlampen, *Radio Nieuws* 16 (1933), blz. 83—93.
- Heins van der Ven, A. J.: Modulatiebrom, modulatieverdieping, vervorming der modulatie en kruismodulatie, *Radio Nieuws* 17 (1934), blz. 29—52.
- Heins van der Ven, A. J.: Het onderzoek van eindversterkerbuizen met behulp van de kathodestraalbuis, *Philips Technisch Tijdschr.* 5 (1940), blz. 65—73.
- Heins van der Ven, A. J.: Afgegeven vermogen en vervorming van eindversterkerbuizen bij verschillende belasting, *Philips Technisch Tijdschr.* 5 (1940), blz. 193—199.
- Heins van der Ven, A. J.: Output stage distortion; some measurements on different types of output valves, *Wireless Engineer* 16 (1939), blz. 383—390 en 444—452.
- Heller, G.: Het magnetron als generator voor ultrakorte golven, *Philips Technisch Tijdschr.* 4 (1939), blz. 201—209.
- Heller, G.: Ontvangtoestellen met geijkte stationsschaal voor korte golven, *Philips Technisch Tijdschr.* 4 (1939), blz. 296—301.
- Heller, G.: Televisie-ontvangapparaten, *Philips Technisch Tijdschr.* 4 (1939), blz. 358—367.
- Hepp, G.: Potentiaalmetingen met behulp van de electrolytische trog, *Philips Technisch Tijdschr.* 4 (1939), blz. 235—242.
- Heyboer, J. P.: Zendpentoden, *Philips Technisch Tijdschr.* 2 (1937), blz. 257—265.
- Heyboer, J. P.: Een ontladingsverschijnsel in groote zendbuizen, *Philips Technisch Tijdschr.* 6 (1941), blz. 208—214.
- Horowitz, A. en J. A. van Lammeren: Radio-ontvangtoestellen met drukknopafstemming, *Philips Technisch Tijdschr.* 3 (1938), blz. 257—263.
- Ittmann, G. P.: Het verkrijgen van een scherpe fluorescentievlek in kathodestraalbuizen, *Philips Technisch Tijdschr.* 1 (1936), blz. 33—38.
- Ittmann, G. P.: De regeling der intensiteit in kathodestraalbuizen, *Philips Technisch Tijdschr.* 1 (1936), blz. 91—95.



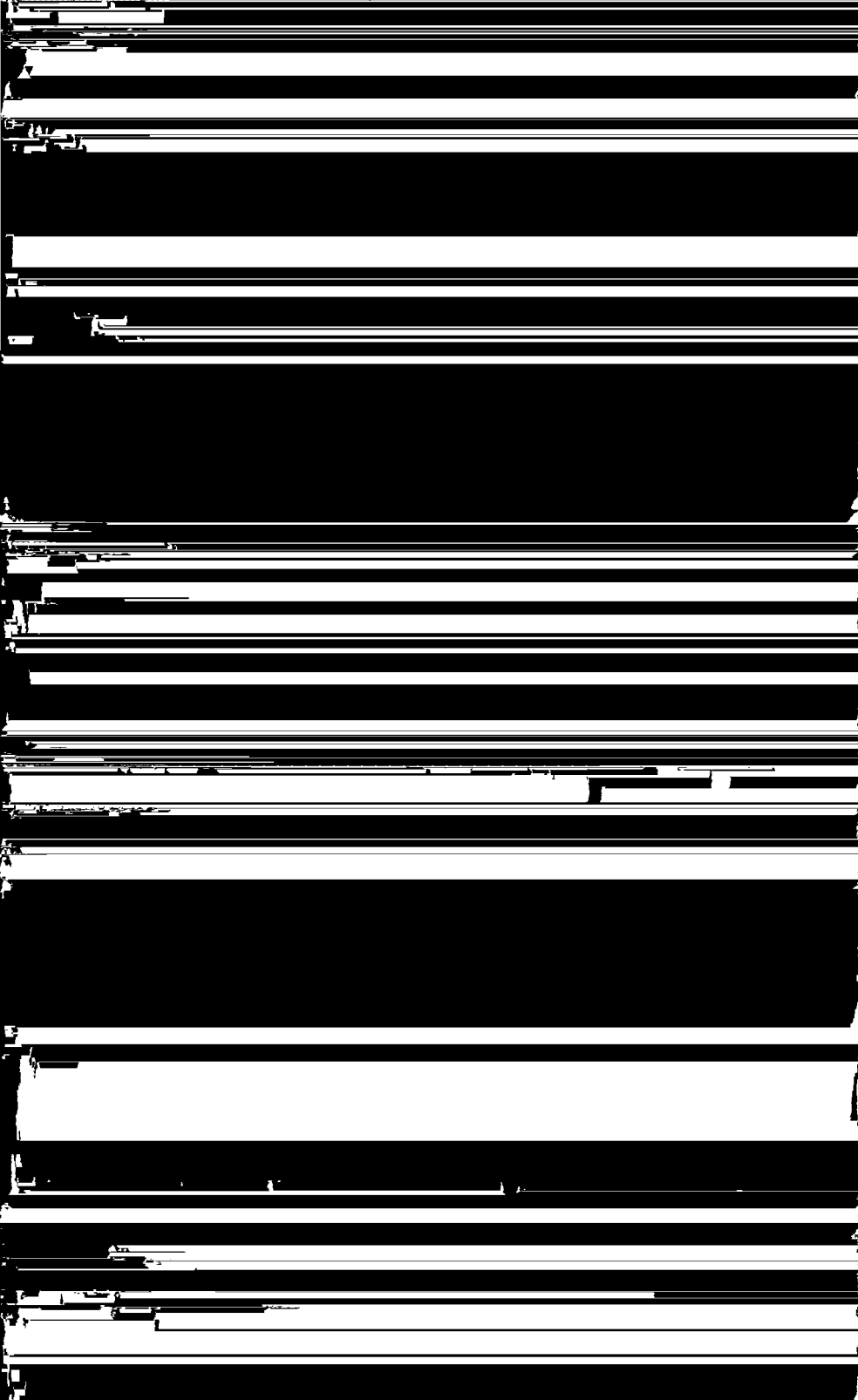




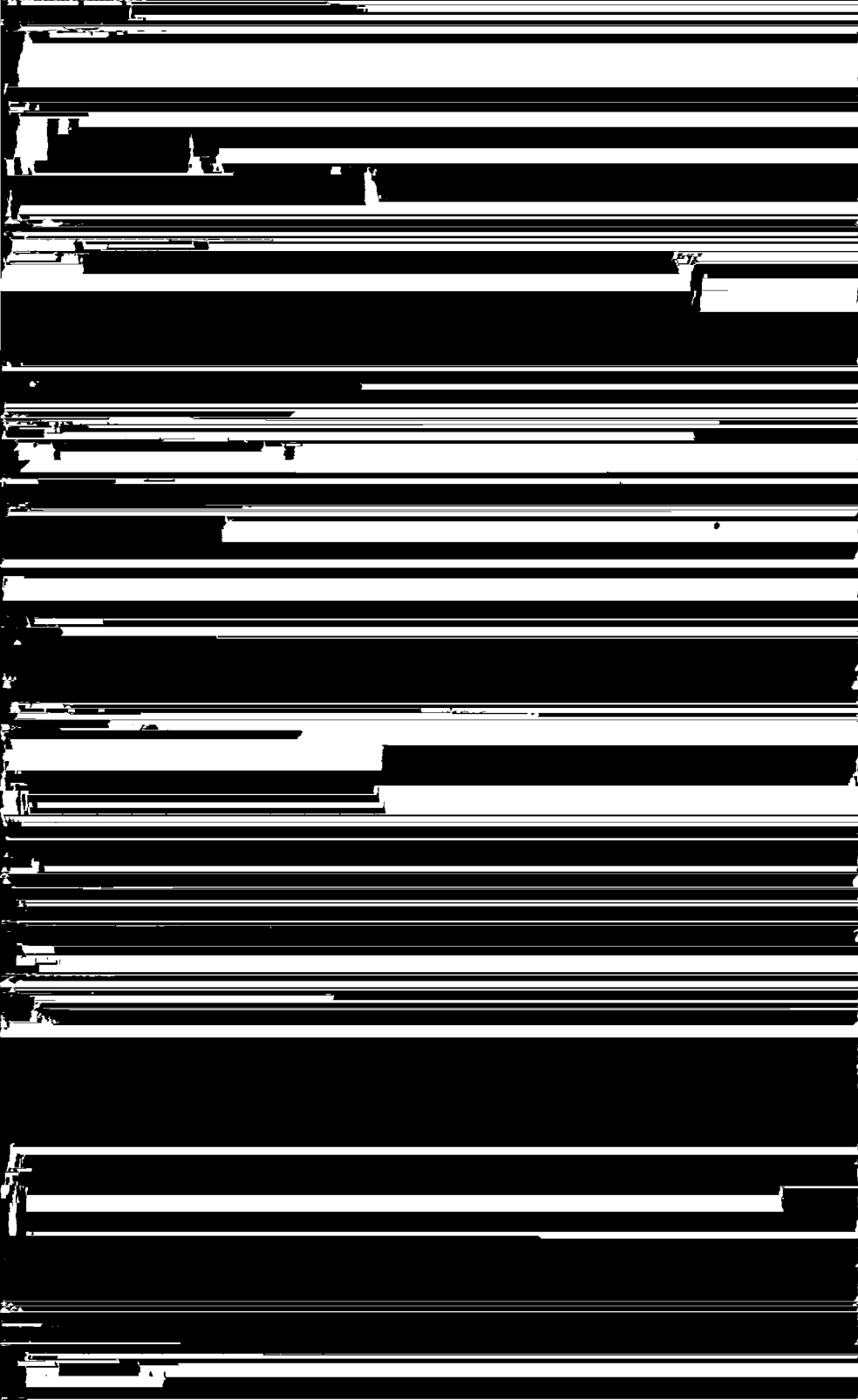












Anodestroom bij max. sturing	$I_a \text{ max}$
Diodeestroom	I_d
Bij meer dan één diode, I_{d1} , I_{d2} , enz.	
Gloeistroom	I_f
Roosterstroom	I_g
Bij meer dan één rooster, I_{g1} , I_{g2} , enz.	
Kathodestroom ($=I_a + I_{g1} + I_{g2}$, enz.)	I_k

Vermogen (W of P)

Anodedissipatie	W_a
Roosterdissipatie	W_g
Bij meer dan één rooster, W_{g1} , W_{g2} , enz.	
Geleverd vermogen bij een max. sturing, waarbij een vervorming van $n^{0/0}$ of roosterstroom optreedt	W_o ($n^{0/0}$)

Capaciteit (C)

Capaciteit van de anode t.o.v. alle andere elektroden	C_n
Capaciteit van het rooster t.o.v. alle andere elektroden	C_g
Bij meer dan één rooster, C_{g1} , C_{g2} , enz.	
Capaciteit tusschen anode en rooster 1	C_{ag1}
Capaciteit tusschen rooster 1 en rooster 3	C_{g1g3}
Capaciteit tusschen rooster 1 en rooster 4	C_{g1g4}
Capaciteit tusschen rooster 2 en rooster 4	C_{g2g4}
Capaciteit tusschen de diodeplaatjes d_1 en d_2	C_{d1d2}
Capaciteit tusschen kathode en diodeplaatje d_1	C_{kd1}
Capaciteit tusschen rooster en kathode	C_{gk}
Capaciteit tusschen anode en kathode	C_{ak}
Capaciteit tusschen anode en rooster 4	C_{ag4}

Weerstand (R)

Uitwendige weerstand (in de anodeketen)	R_a
Weerstand in de kathodeleiding	R_k
Uitwendige weerstand tusschen gloeidraad en kathode	R_{fk}
Uitwendige weerstand in de roosterketen	R_{gk}
Bij meer dan één rooster, R_{g1k} , R_{g2k} , enz.	
Inwendige weerstand (van de anode)	R_i

Versterkingsfactor

Versterkingsfactor (stuurrooster t.o.v. de anode)	μ
Versterkingsfactor van het stuurrooster t.o.v. het schermrooster	μ_{g1g2}
De spanningsversterking van een buis in een bepaalde schakeling wordt aangegeven door het quotiënt van de uitgangsspanning gedeeld door de ingangsspanning (V_o/V_i).	

Steilheid

Steilheid	S
Steilheid bij het inzetten van het oscilleeren	S_o
Mengingssteilheid of conversiesteilheid	S_c

Rendement

Rendement	η
---------------------	--------