

SKAKELING MET TRANSISTORS

IN DIE

LAWINEGEBIED

deur

WILLEM JACOBUS TAUTE

Voorgelê ter vervulling van 'n deel van
die vereistes vir die graad
M.Sc. (Ing.) (Elektrotegnies)
in die
Fakulteit van Ingenieurswese
Universiteit van Pretoria
PRETORIA

Februarie 1969



SYNOPSIS

Switching with transistors (diffusion flow type) in the high voltage region is analysed. The high switching speed in this multiplication region is investigated by means of a relaxation oscillator. Avalanche mode switching as is relevant here, is mostly used in pulse generators.

Expressions for rise time, peak current and fall time are obtained by means of a charge control model in terms of transistor parameters. 2N414 transistors were used to verify the theory experimentally.

The influence of external components and supplies are also considered.

OPSOMMING

Skakeling met diffusie-transistors by hoë kollektorspannings word ontleed.

Die gebied waar vermenigvuldiging verkry word en skakelsnelheid aansienlik verhoog word, is ondersoek met behulp van 'n relaksasie-ossillator. Lawine-skakeling soos veral benut in pulsgenerators, is hier ter sake.

Met behulp van 'n ladingsmodel is dit moontlik om uitdrukings vir stygtyd, piekstroom en daaltyd in terme van transistorparameters te kry. Hierdie waardes is getoets met 2N414-transistors.

Die invloed van eksterne komponente en toevoer word beskou.

DANKBETUIGING

Prof. F.G. Heymann, prof. L. van Biljon en Mnr. D. Strydom, almal van die Departement Elektrotegniese Ingenieurswese, Universiteit van Pretoria word hiermee bedank vir bekwame leiding en hulp wat van hulle ontvang is.

My dank gaan ook aan die Raad op Atoomkrag vir finansiële steun ten opsigte van apparaat.

INHOUDSOPGAWE

Hoofstuk		Bladsy
1	Inleiding	1
2	Ontleding van Skakeling met kapasitorterugvoering	4
	2.1 Basiese Stroombaanmodel	4
	2.2 Werking van Relaksasie-ossillator	5
	2.3 Gebruik van ladings	7
	2.4 Bepaling van Piekstroom	9
	2.5 Stygtyd tot Piekstroom	11
	2.6 Daaltyd	11
	2.7 Waarde van eksterne kapasitor	12
3	Meting van Transistorparameters wat benodig word om Piekstroom en Skakeltye te bereken	15
	3.1 C_C as funksie van V_C	15
	3.2 Meting van Looptyd, \mathcal{T} , waaruit die Basiswydte, W , bereken word	16
	3.3 Bepaling van Eksponent „n” in $M = 1/\{1-(V_C/V_B)^n\}$	25
	3.3.1 Meting van V_{α_m}	25
	3.3.2 Meting van $1 - \delta\beta$ by lae spannings, d.w.s. $1 - \alpha_1$	26
	3.3.3 Meting van V_B by 10 mA en 20 mW	28
	3.4 Meting van $1 - \alpha_o$	28
	3.5 Bepaling van V_o/V_B	35
4	Berekening van Piekstroom, Stygtyd, Minimum kapasitansie vir ossillasie, Minimum kapasitansie om kollektor te versadig en Daaltyd.....	41
	4.1 Piekstroom I_p	41
	4.2 Stygtyd t_1	41
	4.3 Minimum kapasitansie, C_k , vir ossillasies	41
	4.4 Minimum kapasitansie, C_{min} , om kollektor te versadig	42
	4.5 Daaltyd t_2	42
	4.6 Berekening van Piekstroom en Stygtyd met 'n weerstandslas.....	42
5	Toetsing van Transistor in Pulsgeneratorbaan	45
	5.1 Piekstroom, stygtyd en daaltyd	46
	5.1.1 Piekstroom, stygtyd en daaltyd met 'n weerstandslas	46
	5.2 Spanning by Piekstroom, V_p	47

Hoofstuk		Bladsy
5.3	Minimum kapasitansie vir ossillasie, C_k	47
5.4	Minimum kapasitansie om kollektorspanning na nul te laat val, C_{min}	47
6	Bespreking van Resultate	53
6.1	I_p	53
6.2	t_1	57
6.3	C_k	58
6.4	C_{min}	59
6.5	t_2	60
6.6	I_p , t_1 en t_2 met weerstandslas	65
Bylaag		
A	Relaksasietyd	66
B	Bepaling van Basiswydte.....	68
C	Lys van Apparaat wat gebruik is.....	71
D	Eksperimentele en Verwerkte Resultate	75
E	Verwysings	88

LYS VAN SIMBOLE

α	stroomversterking vir gemeenskaplike basis;proporsionele teken
α_{aan}	stroomversterking (g.b.) in die aan-toestand, d.w.s. by ongeveer $V_{\alpha m}$
α_1	dieselfde by lae spannings
α_o	dieselfde by hoë strome
α''	dieselfde van intrinsieke transistor
β	transportfaktor
C	eksterne kapasitor
C_C	vlakkapasitansie, kollektor-basis
C_{CB}	dieselfde by V_B
C_{Co}	dieselfde by V_o
C_{Cp}	dieselfde by V_p
C_{de}	diffusiekapasitansie
C_k	minimum eksterne kapasitor om ossillasies te laat plaasvind
C_{min}	minimum eksterne kapasitor om die kollektor te versadig
C_o	vaste kapasitor in Figure 8 en 9
C_{te}	vlakkapasitansie, emittor-basis
C_v	verstelbare kapasitor in Figure 8 en 9
C'	kapasitansielesing by balans sonder transistor
D	dissipasiefaktor by balans sonder transistor
D_e	diffusiekonstante vir elektrone
D_{eff}	effektiewe diffusiekonstante vir holtes
D_h	diffusiekonstante vir holtes
E_b	bronspanning vir basis
E_C	dieselfde vir kollektor
E_n	normaalkomponent van veldsterkte
ϵ	permittiwiteit

g_{ee}	ingangskonduktansie (g.b.)
δ	emittorrendement
δ_o	dieselfde by hoë strome
i''	oomblikswaarde van stroom
I_B	basisstroom
I_C	kollektorstroom
I_D	intrinsieke emittorstroom
I_E	emittorstroom
I_p	piekstroom
J_n	normaalkomponent van stroomdigtheid
k	Boltzmann se konstante
L_e	diffusielengte vir elektrone
L_h	dieselfde vir holtes
λ	omgekeerde van tydkonstante waarmee stroom aanvanklik styg
M	vermenigvuldigingsfaktor
M_e	effektiewe vermenigvuldigingsfaktor = $MC/(C+C_C)$
M_{ep}	dieselfde by spanning V_p
M_o	vermenigvuldigingsfaktor by V_o
M_p	dieselfde by V_p
n	eksponent in $M = 1 / \{ 1 - (V_C/V_B)^n \}$
n_b	donorkonsentrasie in basis
ν	omgekeerde van holteleef tyd
p	holtekonsentrasie
	eksponent in $C_C = \text{konstante}/V^{1/p}$
	as voetskrif, verwys na toestande by piekstroom
p_e	akseptorkonsentrasie in emittor
p_b	ekwilibriumkonsentrasie van holtes in basis
p_o	holtekonsentrasie aan die basiskant van die emittorvlak

q	lading van holte of elektron
Q	lading van eksterne kapasitor
Q_d	lading in kollektorsperlaag
Q_{mc}	lading wat kollektorvlak bereik vanuit die basis
Q_o	beginwaarde van lading
Q_s	gestoorde lading in basis
Q_{so}	dieselfde by $V_C = 0$
Q_{sp}	dieselfde by piekstroom
Q_1	komponent van Q_{sp}
Q_2	dieselfde
Q_3	dieselfde
Q_4	dieselfde
Q'_3	benadering van Q_3 gebruik i.p.v. Q_{sp} in sommige berekenings
r'_{bb}	interne basisweerstand
R_b	eksterne basisweerstand
R_o	vaste weerstand in Figure 8 en 9
R_s	serieweerstand
R_v	verstelbare weerstand in Figure 8 en 9
R_1	weerstand in kollektorbaan Figure 8 en 9
R_x	weerstand in serie met eksterne kapasitor
S	oppervlakte
σ	konduktiwiteit
t	tyd
t_1	stygtyd
t_2	daaltyd
\mathcal{T}	looptyd van intrinsieke transistor = $W^2/2 D_h$
\mathcal{T}'	effektiewe looptyd = $\mathcal{T} + C_{te} \cdot k T/q I_E$
T	temperatuur
v	oomblikswaarde van spanning
V	spanning oor C

$V_{\alpha m}$	kollektorspanning wanneer $\gamma\beta M = 1$
V_B	kollektordeurbraakspanning
V_{B_E}	emittordeurbraakspanning
V_{BE}	basis-emittorspanning
V_C	spanning oor kollektor-basisvlak
V_{CB}	dieselfde
V_d	spanning oor die kollektorbasisvlak wat die kollektorsperlaag tot aan die emittorsperlaag sal laat reik.
V_{EB}	negatief van V_{BE}
V_{EC}	emittor-kollektorspanning
V_o	dieselfde op die oomblik dat injeksie plaasvind, d.w.s. by $V_{BE} = 0$
V_s	sein-spanning (1 kHz)
W	basiswydte
W_o	dieselfde by $V_C = 0$
W_1	dit gee die spanningsafhanklikheid van basiswydte, nl. $W = W_o - W_1 \sqrt{V_C}$

HOOFSTUK 1

Inleiding

In die gewone aktiewe gebied word transistors gebruik in lineêre versterkers sowel as vir skakeling. Die hoëspanningsgebied word vermy vanweë die nie-lineariteit van die kollektor IV-kenkrommes, hoë dissipasie, hoë af-strome en die moontlikheid dat die transistor kan vashaak en nie wil afskakel nie („latch-up”).

Vir skakeling is daar egter 'n besliste voordeel om in die lawinegebied te werk omdat baie kort skakeltye verkry kan word. Die lawinegebied op die kollektorkenkrommes, sluit die gebied in waar merkbare vermenigvuldiging in die kollektor-basissperlaag plaasvind, dit wil sê tussen V_{α_m} (spanning waar $\delta\beta M = 1$) en V_B (spanning by deurbraak en $\delta\beta M \rightarrow \infty$). In hierdie gebied vloei die basisstroom dus in die teenoorgestelde rigting as in die gewone aktiewe gebied en is daar gebiede waar die uitgangsweerstand negatief is.

Wanneer slegs in die lawinegebied gewerk word, soos die geval moet wees om 'n hoë skakeltempo te handhaaf, sal die dissipasie in die aan-toestand hoog wees omdat die bestendige spanning nie laer as V_{α_m} kan daal nie.

$$V_{\alpha_m} = V_B (1 - \alpha_{aan})^{1/n} \quad (\text{sien verwysing 13})$$

waar α_{aan} die stroomversterking by die aan-stroom is. V_{α_m} kan dus ook nie willekeurig laag gemaak word nie. Indien die aan-tye nie te lank is nie, en die dienssiklus laag is, kan daar wel op dié wyse gewerk word. Transistors word egter in die lawinegebied veral gebruik in pulsgenerators en -versterkers om kort vinnigstygende pulse te ontwikkel wat 'n baie hoë

drywing vir 'n kort tydjie kan lewer. (Strome van meer as 1 ampere in 50Ω , met stygtie van die orde van 1 nanosekonde en pulswydtes van 'n paar nanosekondes.) Die meeste ontwikkeling het dus op dié gebied plaasgevind.¹⁻¹²

Wanneer kapasitiewe terugvoering in sulke pulsgenerators gebruik word, en die aanvanklike waarde van die vermenigvuldigingsfaktor M , hoog is, kan die kollektor tot in versadiging gedryf word ($V_{CE} \approx 0$) wat dan 'n groter spannings-swaai aan die uitgang sal beteken.

'n Kapasitiewe las het die verdere voordeel dat dit die afskakelingsprobleem van vashaak verlig, omdat die stroom vinniger val as die spanning. Nog 'n toepassing van 'n groot genoeg kapasitor aan die uitgang, is dat dit saam met die negatiewe uitgangsweerstand, 'n onstabiele baan vorm en sodoende kan 'n baie eenvoudige relaksasie-ossillator verkry word.

By die ontleding en noukeurige ontwerp van lawinebane is addisionele gegewens omtrent die transistor nodig soos: die basiswydte as funksie van V_{CB} , die eksponent n in $M = 1/\{1 - (V_C/V_B)^n\}$, C_C as funksie van V_C , r'_{bb} , V_d (deurraakspanning), V_B (deurbraakspanning), α_o (hoëstroom α), V_o (beginspanning) ens. wat nie altyd gegee of bereken kan word nie.

Hierdie parameters kan ook baie wissel van transistor tot transistor en sommige is sterk stroom- en temperatuurafhanklik. Verskeie knapontwerpte bane is ontwikkel wat tot 'n groot mate onafhanklik is van die werklike parameters van die transistor in die baan en alleen maar verseker dat by 'n vermenigvuldigingsfaktor wat so hoog as moontlik is, gewerk word. Pulswydte, òf amplitude, òf frekwensie word dan in sommige gevalle slegs afhanklik gemaak van stroom-

baanelemente, en kan verstelbaar gemaak word, terwyl styg en valtye klein bly.^{4,5,7,9,11.}

In hierdie werk is die ontleding gedoen in terme van ladings soos gedefinieer deur Hamilton, Gibbons en Shockley.¹³ 'n Pulsgenerator wat kort hoëstroom-pulse lewer is ondersoek en daar is gepoog om aan te dui watter parameters die belangrikste is en met die minimum gegewens tog redelike antwoorde vir die pulsvorm gee.

Aangesien sommige transistors 'n swak kromme van I_C teenoor V_C gee, soos beskou op 'n ossilloskoop (kenkromme-sketser), is die transistors wat gebruik is, eers getoets op die kenkromme-sketser. Al die transistors wat getoets is, is van die tipe 2N414.

HOOFSTUK 2

ONTLEDING VAN SKAKELING MET KAPASITORTERUGVOERING

Met werking in die lawinegebied is die presiese bepaling van stroom en spanning met tyd uiters moeilik. Metodes wat gebruik maak van ladings het oor die algemeen die ontleding van transistorwerking vergemaklik^{14,15} en word in hierdie geval ook gebruik.¹³ Deur die verband tussen lading, ladingverspreiding, stroom, spanning ens. in ag te neem is dit moontlik om die tyd vanaf een toestand tot 'n ander te bepaal.

Enkele belangrike aannames wat gemaak word, word in die bylaag verder behandel. Benaderings om die teorie te vereenvoudig word op die aangewese plekke gemaak.

2.1 Basiese Stroombaanmodel

Die vereenvoudigde teorie soos dit deur Hamilton, Gibbons en Shockley¹³ ontwikkel is in terme van ladings, word nou verduidelik.

Beskou 'n stroombaan, Fig. 1a wat sodanig is dat

- (a) die nodige hoë spannings vir vermenigvuldiging verkry kan word
- (b) die eksterne strome vanaf die toevoere vir basis en kollektor so klein is gedurende aan- en afskakeling, dat dit buite rekening gelaat kan word en die eenvoudige ekwivalente baan soos in Fig. 1b gebruik kan word.

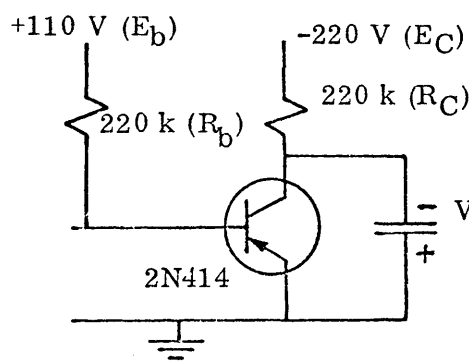


Fig. 1a. Stroombaan vir toetsing

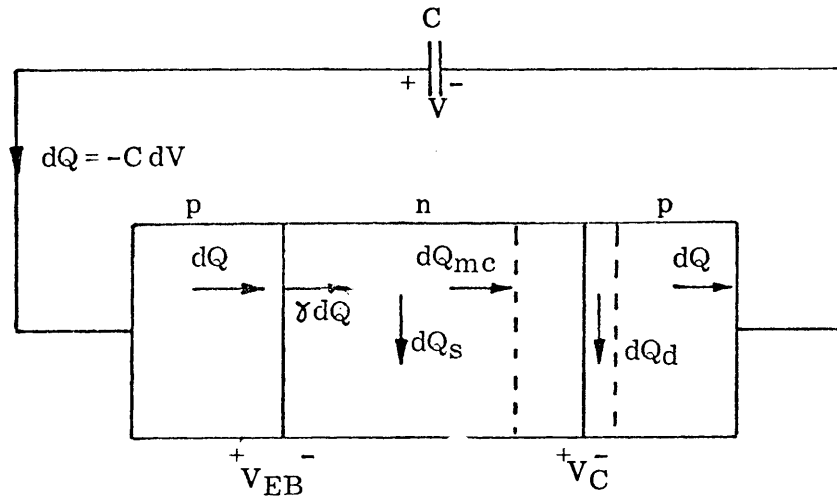


Fig. 1b. Ekwivalente baan gedurende skakeling

Die stroombaan hierbo vorm 'n relaksasie-ossillator wat dit maklik maak om die stygtyd met behulp van 'n gekalibreerde ossilloskoop te meet. Aanskakeling vind periodiek plaas wanneer die kapasitor sover gelaai het dat die emitter 'n voorwaartse spanning kry.

2.2 Werking van relaksasie-ossillator

Met $V = 0$, d.w.s. die kapasitor heeltemal ontlaai, het albei vlakke 'n tru-spanning gelyk aan die deurbraakspanning V_B van die vlak met die laagste V_B , gewoonlik die emitter (V_{BE}). Die bron E_b lewer nou 'n basisstroom van $(110 - V_{BE})/220$ mA, hoofsaaklik deur die emitter. C begin nou laai en die kollektorspanning op elke oomblik is dan $V_{BE} + V$ totdat die kollektor sy deurbraakspanning V_B nader en die stroom begin oorskakel vanaf die emitter na die kollektor. Voordat die kollektor enige stroom neem gaan al die stroom van bron E_C deur R_C om die kapasitor te laai. Wanneer die kollektor die meeste van die basisstroom trek is daar reeds aansienlike vermenigvuldiging en sy spanning verander nie veel nie. Omdat C egter steeds laai, begin die emittorspanning nou afneem en is op enige oomblik gelyk aan $V_C - V$. Feitlik al die stroom vloei nou deur die kollektor. Op hierdie tyd is dit goed om te bepaal waarheen die strome en spannings neig.

Met die emittorbaan effektief oop, sal die volgende bestendige toestand bereik word

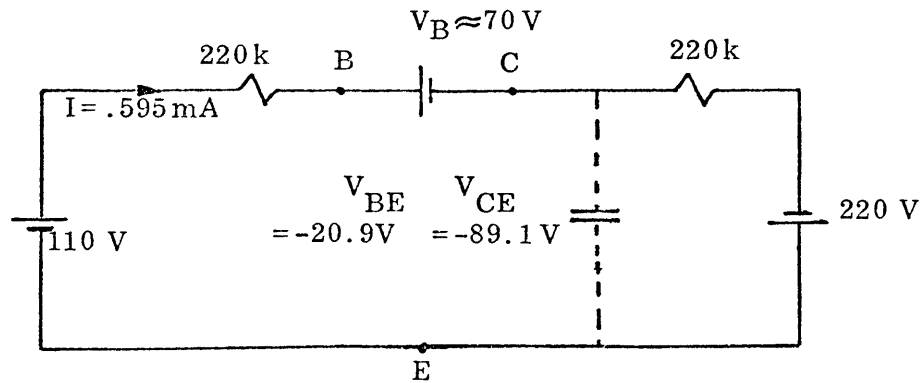


Fig. 2 Bestendige toestand met emittorbaan oop

Hieruit word gesien dat die basisstroom wat aanvanklik kleiner as 0.5 mA was sal toeneem totdat die emittor-basisvlak 'n voorwaartse spanning kry. In die praktiese geval vind daar by $V_{BE} = 0$ egter injeksie plaas en verander die model vir bestendige toestande. Die emittor-basis word nou 'n kortsluiting in plaas van 'n oopbaan. Wanneer injeksie nêr wil plaasvind is $V_{BE} = 0$ en dus is $I_b = E_b/R_b = 0.5\text{ mA}$. Hierdie stroom vloei net deur die kollektorvlak en bepaal die kollektorspanning V_o , waar injeksie by die emittor plaasvind, soos gesien in Fig. 3.

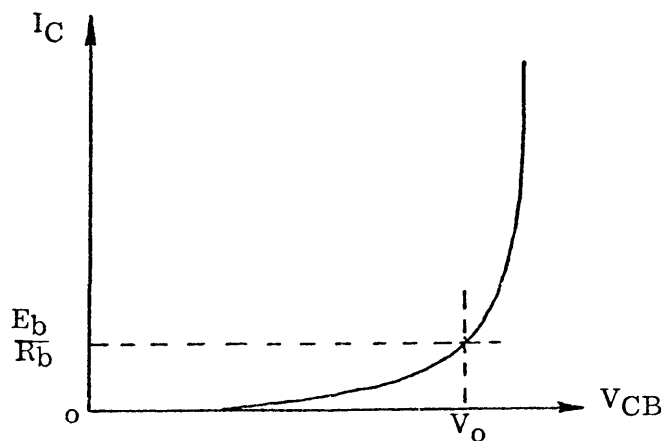


Fig. 3 Stroom-spanningverband vir die kollektorvlak met die emittorstroom nul.

So gou as ladings in die basis geïnjekteer word, begin diffusievloei van hierdie ladings na die kollektorvlak waar hulle baie vinnig vermenigvuldig word, aangesien $V_C = V_O$. Emitter-kollektorstroom begin dus vloei wat baie vinnig opbou soos meer holtes (vir pnp transistors) die kollektorsperlaag bereik en vermenigvuldig word. Die kapasitor wat nou 'n geleidende baan oor sy klemme ondervind, ontlaai, en dien soos 'n positiewe terugvoerlus wat steeds meer stroom aan die emitter lewer soos die vermenigvuldigde stroom vanaf die kollektor toeneem. Terwyl die kollektorspanning nog hoog is, bou die stroom in die lus soos in Fig. 1b dus baie vinnig op, met die vertraging as gevolg van die beweging van ladings vanaf die emittersperlaag na die kollektorsperlaag, d.i. oor die basis, as die grootste beperkende faktor in die tempo waarmee die stroom opbou. Soos die stroom, bou ook die hoeveelheid geïnjekteerde holtes in die basis op. Elektrone wat ontstaan as gevolg van vermenigvuldiging in die kollektorsperlaag word ook in die basis geïnjekteer.

Met die ontlaai van die kapasitor val die spanning oor die kollektorsperlaag en vermenigvuldiging neem af. 'n Punt word bereik waar die lading in die basis nie meer sal toeneem nie en maksimum stroom (I_p) sal vloei.

Omdat M nou nie meer ten volle vergoed vir verliese in holtestroom wat ontstaan omdat δ en β kleiner as een is nie, neem die stroom af en die opgeboude ladings vloei vinnig weg oor die emitter- en kollektorvlakke. Op hierdie wyse word stroompulse met 'n baie hoë piekwaarde en 'n vinnige stygtempo en aanvanklike daaltempo, verkry.

2.3 Gebruik van ladings

Vir die teoretiese ontleding word 'n aantal vereenvoudigende aannames gemaak:

(1) Rekombinasie in die basis is nalaatbaar (Rekombinasietye is gewoonlik van die orde van 1 tot $100 \mu\text{sek}$.¹⁶)

(2) Vermenigvuldiging is oombliklik en 'n funksie van spanning soos volg.¹⁷

$$(1) \quad M^{-1} = 1 - (V_C/V_B)^n$$

Die eksponent n is van die orde van 3.63 ¹⁸

$$(3) \quad V_{EB} = 0$$

(4) Drifstrome word in aanmerking geneem deur die diffusiekonstante as $2D_h$ te neem.¹⁹

Van die ekwivalente baan, Fig. 1b kan die volgende vergelykings verkry word.

$$(2) \quad dQ_s = \gamma dQ - dQ_{mc}$$

$$(3) \quad M dQ_{mc} = dQ + dQ_d$$

$$(4) \quad dQ_d/C_C = dQ/C \quad (V_{EB} = 0)$$

$$(5) \quad dQ_{mc}/\gamma dQ = \beta$$

waar γ = emittorrendement, β = transportfaktor en C_C = kollektorvlak-kapasitansie.

Uit (2), (3) en (4):

$$\begin{aligned} dQ_s &= \gamma dQ - (dQ + dQ C_C/C)/M \\ &= dQ \left\{ \gamma - (C + C_C)/MC \right\} \\ (6) \quad &= dQ \left\{ \gamma - 1/M_e \right\} \\ &= \left\{ \gamma - 1/M_e \right\} CdV. \end{aligned}$$

waar $M_e = M C / (C + C_C)$

Die relaksasietyd (sien Bylaag A) is kort en gevolglik kan op enige oomblik aangeneem word dat bestendige toestande in die basis heers sover as dit die ladingsverspreiding aangaan.

2.4 Bepaling van piekstroom

As die lading in die basis nie meer toeneem nie, d.i. $dQ_s = 0$, word aangeneem dat die stroom 'n maksimumwaarde bereik het.

$$\text{Dus} \quad dQ_s = 0 = (\gamma - 1/M_e)dQ$$

$$M = (1/\gamma)(C+C_C)/C$$

Met behulp van (1) is:

$$1 - (V_p/V_B)^n = \gamma C/(C+C_C)$$

$$(7) \quad V_p = V_B \left\{ 1 - \gamma C/(C+C_C) \right\}^{1/n}$$

Waar V_p die kollektorspanning is wanneer die stroom 'n piek bereik. Dit kan gevind word deur V_B , $\gamma\beta$ (die laespanning α_I), n en C_C te meet. (Die metings word in Hoofstuk 3 beskrywe.) Van hierdie parameters is $\gamma\beta$ en C_C egter spanningsafhanklik en γ stroomafhanklik, sodat die oplossing van (7) wat nodig is om I_p te bereken nie maklik gekry kan word nie.

Die gestoorde lading in die basis Q_s by piekstroom is:

$$Q_s = \int_{V_o}^{V_p} dQ_s = \int_{V_o}^{V_p} (\gamma - 1/M_e)dQ$$

Wanneer M , C_C en dQ in terme van spanning geskrywe en geïntegreer word, word die volgende gekry:

$$(8) \quad -Q_s = (1-\gamma)(V_o - V_p)C + C_{CB} V_B \left\{ (V_o/V_B)^{1-1/p} - (V_p/V_B)^{1-1/p} \right\} / (1-1/p)$$

$$- C V_B \left\{ (V_o/V_B)^{n+1} - (V_p/V_B)^{n+1} \right\} / (n+1)$$

$$- C_{CB} V_B \left\{ (V_o/V_B)^{n+1-1/p} - (V_p/V_B)^{n+1-1/p} \right\} / (n+1-1/p)$$

C_{CB} is die kollektorvlakkapasitansie by V_p en p volg uit die verband

$$C_C = C_{CB} (V_B/V_C)^{1/p}.$$

Die totale lading in die basis word dus as 'n funksie van spanning V_p gegee. Dit is natuurlik aangeneem dat die lading feitlik nul was toe die puls begin het, d.w.s. by V_0 .

Met V_p bekend uit (7), kan die lading in die basis en gevolglik die emittorstroom bereken word. As aangeneem word die holteverspreiding in die basis is lineêr, is die holtediffusiestroom:

$$(9) \quad I = -q D_h A_e (dp/dx) = -q D_h (p_0/W) A_e$$

waar p_0 = holtekonsentrasie by die emittorkant

W = effektiewe basiswydte

D_h = diffusiekonstante vir holtes in germanium.

Die totale lading in die basis is:

$$(10) \quad Q_s = q(p_0/2)W A_e$$

Dus die piekstroom is:

$$(11) \quad I_p = -2 D_{eff} Q_{sp} / W_p^2$$

waar W_p die basiswydte is wanneer piekstroom vloei.

Die effektiewe diffusiekonstante word as $2D_h$ geneem aangesien baie hoë stroomdigthede bestaan.

Soos later sal blyk is Q_{sp} nie baie afhanklik van V_p nie maar W_p is wel, naamlik:

$$(12) \quad W_p = W_0 - W_1 \sqrt{V_p}$$

Om die basiswydte by enige spanning te bereken is die looptyd \mathcal{T} , by verskeie kollektorspannings gemeet en die basiswydte uit $\sqrt{2D_h \mathcal{T}}$ bereken.

2.5 Stygtyd tot piekstroom

Shockley en Gibbons^{20,21} het aangetoon dat die stroompuls aanvanklik eksponensieel styg, nl.:

$$i \propto e^{\lambda t}$$

met $\lambda = D_h \left\{ \ln(2\gamma M_e) \right\}^2 / W^2 - \nu$

waar $\nu^{-1} = \text{holteleeftyd}$

Benaderd $\lambda = D_h (\cosh^{-1} \gamma M_e)^2 / W^2$.

Later word die styging egter lineêr, en soos gevind is dit vir die grootste gedeelte van die stygtyd so. 'n Waarde vir stygtyd kan dus benaderd gevind word deur die pieklading te deel met die gemiddelde stroom.

$$\begin{aligned}
 \text{Stygtyd } t_1 &= Q_{sp} / (I_p / 2) \\
 &= Q_{sp} / (\text{Def. } Q_{sp} / W_p^2) \\
 (13) \quad &= W_p^2 / 2D_h \\
 &= \text{looptyd } \tau_p \text{ by } V_p.
 \end{aligned}$$

Hieruit blyk dat die stygtyd onafhanklik van die pulsamplitude is.

Die stygtempo gedurende 'n gedeelte van die stygtyd behoort dus hoër te wees as

$$di/dt = I_p / \tau_p.$$

2.6 Daaltyd

Volgens Hamilton e. a.¹³ val die stroom aanvanklik hoofsaaklik as gevolg van die wyerwordende basis met afname in spanning oor die kollektorvlak. Die basislading word as naastenby konstant beskou (by Q_{sp}) en die ladingsverspreiding as lineêr. Voorts word $\gamma = 1$ geneem en $C \gg C_C$.

$$(14) \quad -i(t) = C \, dv(t)/dt = -2\text{Deff} \cdot Q_{sp}/W^2(t)$$

$$\therefore \quad W^2(t) \, dv(t) = -2\text{Deff} \, Q_{sp} \, dt/C$$

$$(W_0 - W_1 \sqrt{v(t)})^2 \, dv(t) = -2\text{Deff} \, Q_{sp} \, dt/C.$$

Die daaltyd word geneem as die tyd wat dit die kollektorspanning neem om vanaf V_p na 0 te val en word gekry deur (14) oor dié gebied te integreer.

$$(15) \quad \left\{ W_0^2 V_p - 4 W_0 W_1 V_p^{3/2}/3 + W_1^2 V_p^2/2 \right\} = \left\{ 2Q_{sp} \text{Deff}/C \right\} t_2$$

waar $t_2 =$ daaltyd.

2.7 Waarde van eksterne kapasitor

Uit drie verskillende oogpunte is die waarde van die eksterne kapasitor van belang.

(a) Indien C te klein is sal die relaksasie-ossillasies nie kan begin nie.

Volgens vergelyking (6) kom I_p voor by $dQ_s = 0$

$$(16) \quad \therefore \quad \gamma - 1/M_{ep} = 0$$

$$C M_p \gamma = (C + C_C)$$

$$C = C_C / (\gamma M_p - 1)$$

waar M_{ep} en M_p waardes van M by piekstroom aandui.

Indien C kleiner gemaak word sal I_p voorkom by hoër M -waardes. Met C so klein dat (16) by V_0 bevredig word sal geen opbou van stroom plaasvind nie.

Dus vir ossillasie moet

$$(17) \quad C > C_{Co} / (\gamma M_0 - 1) = C_k$$

waar M_0 die vermenigvuldigingsfaktor by V_0 is

C_{Co} die kollektorkapasitansie by V_0 .

(b) Om die kollektorspanning te laat val na nul, moet C 'n sekere minimum waarde hê. Die kapasitor sal aanhou ontlai solank daar kollektorstroom vloei en dié sal voortduur solank $Q_s \neq 0$.

Die lading wat in die basis opbou totdat $V_C = 0$ word gekry deur V_p in (8) te vervang met nul. Dit gee Q_{s0} as funksie van C . Q_{s0} is die waarde van Q_s by $V_C = 0$. Indien C te klein is kan Q_{s0} negatief wees, d.w.s. Q_s kan na nul val en die kollektorstroom ophou vloei voordat V_C nul is. Die waarde van C , C_{min} , om die spanning net na nul te laat val, word verkry deur op te los vir C uit die uitdrukking vir $Q_{s0} = 0$.

$$\begin{aligned}
 (18) \quad \therefore 0 &= (1-\gamma)V_o C_{min} + C_{CB} V_B (V_o/V_B)^{1-1/p} / (1-1/p) \\
 &\quad - C_{min} V_B (V_o/V_B)^{n+1} / (n+1) - C_{CB} V_B (V_o/V_B)^{n+1-1/p} / (n+1-1/p) \\
 \therefore C_{min} &= C_{CB} \left\{ 2 - (V_o/V_B)^n / n + 1/2 \right\} / \left\{ (V_o/V_B)^{n+1/2} / n + 1 - (1-\gamma)(V_o/V_B)^{1/2} \right\}
 \end{aligned}$$

p kom voor in $C_C = K/V_C^{1/p}$ en is vir 'n konstante onsuiverheidskonsentrasie in die basis (diffusie-transistors) gelyk aan 2.

Indien $C > C_{min}$ sal die kollektorspanning val na nul en die transistor in versadiging gedryf word. Met $C < C_{min}$ sal die kollektor puls verby wees voordat die kollektorspanning na nul geval het, sodat die kapasitor nie heeltemal ontlaaai nie.

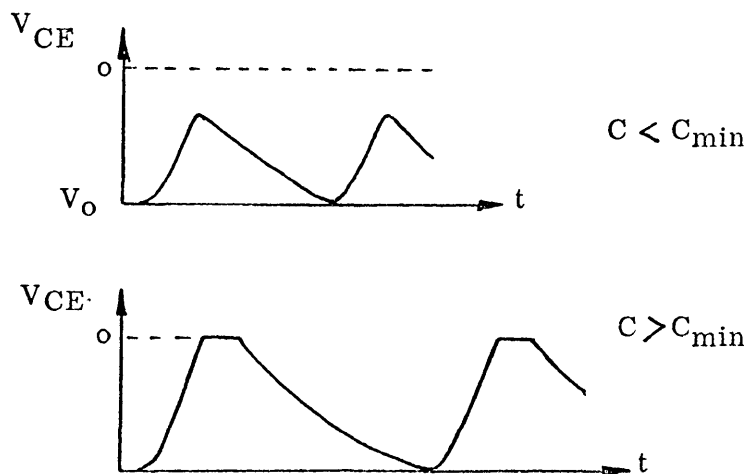


Fig. 4 Verandering van V_{CE} oor 'n siklus

- (c) Uit die uitdrukking vir die daaltyd is t_2 'n funksie van Q_{sp}/C . Aangesien Q_{sp} feitlik proporsioneel is aan C , blyk dit dat t_2 onafhanklik is van C . Hamilton e. a.¹³ het gevind dat dit waar is vir 'n reeks waardes van C maar dat die daaltyd groter word vir beide kleiner en hoër waardes van C .

By laer waardes van C word Q_d , wat nie in aanmerking geneem is nie, belangrik, terwyl by hoë waardes van C , en gevolglik hoë strome die waarde van γ afneem.

In die volgende hoofstuk word 'n beskrywing gegee van die wyse waarop die belangrike transistorparameters gemeet is, terwyl in die daaropvolgende twee hoofstukke die teoretiese berekeninge van skakeltye gemaak word en eksperimenteel getoets word.

HOOFSTUK 3

METING VAN TRANSISTORPARAMETERS WAT BENODIG WORD OM PIEKSTROOM EN SKAKELTYE TE BEREKEN

Die parameters van belang is

- (a) die basis-kollektorkapasitansie C_C as funksie van V_C .
- (b) die basiswydte $W = W_0 - W_1 \sqrt{V_C}$. Dit word verkry uit metings van die looptyd \mathcal{T} .
- (c) die eksponent n in $M(V_C) = 1/\{1-(V_C/V_B)^n\}$. Hiervoor is metings van $1 - \alpha$, V_B en $V_{\alpha m}$ by dieselfde drywing en temperatuur gemaak.
- (d) die hoëstroom-versterking α_0 .

Volledige gegewens van die apparaat wat gebruik is, word gegee in Bylaag C.

3.1 C_C as funksie van V_C

Metings is geneem om die verband

$$(19) \quad C_C(V_C) = C_{CB} (V_C/V_B)^{1/p}$$

asook die waarde van C_{CB} te bepaal. Vir 'n skerp vlak en konstante onsuiverheidskonsentrasies na weerskante van die vlak is $p = 2$.

Die volgende stroombaan is gebruik:

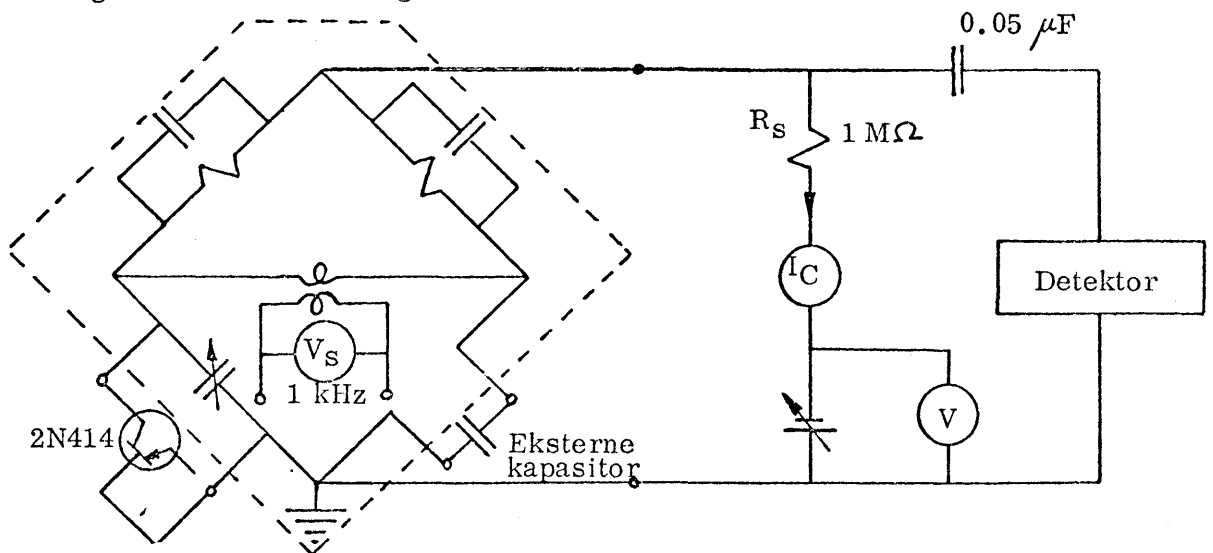


Fig. 5 Brugbaan vir meting van C_C .

Die brug wat gebruik is, is 'n General Radio kapasitansiebrug, 716-C, vir substitusiemetode geskakel. Die detektor (GR 1231-B) bestaan uit 'n 1 kHz filter, versterker en nul-indikator. 'n Muirhead dekadeseingenerator (D - 695-A) is gebruik as seinbron. Die dissipasiefaktor is ook gemeet en 'n korreksie wat kleiner as 4% was, is aangebring in die kapasitansielesing as gevolg van die feit dat die dissipasie nie heeltemal nalaatbaar was nie. Die akkuraatheid van die brug is ± 0.2 pF en verskille van 0.2 pF kan baie maklik gelees word.

3.2 Meting van looptyd, \mathcal{T} , waaruit basiswydte, W , bereken word

Wanneer diffusievloei plaasvind, soos by klein seine kan die volgende ekwivalente baan vir 'n transistor gebruik word.²²

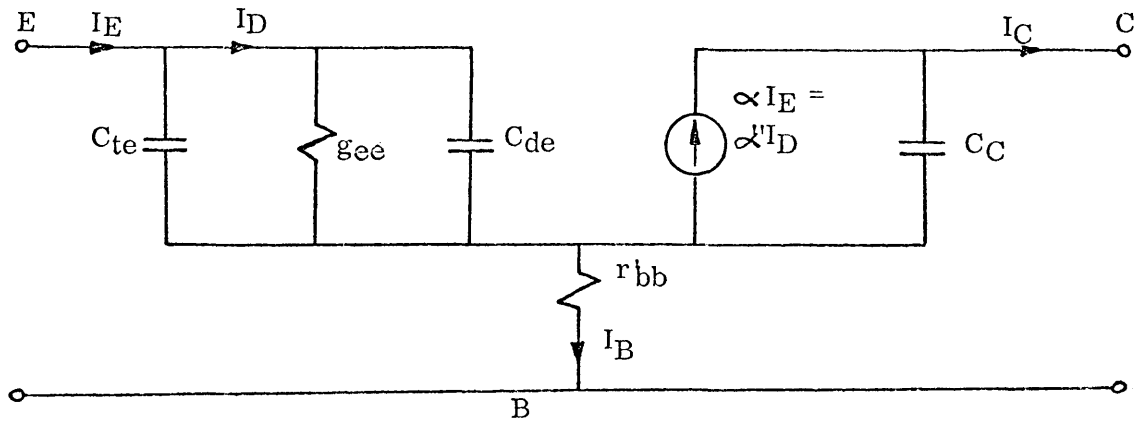


Fig. 7 Ekwivalente baan van transistor

Die ladingsdefinieerde looptyd $\mathcal{T} = W^2/2 D_h = C_{de}/g_{ee}$ (sien Bylaag B). Om hierdie looptyd te meet word die volgende ekwivalente brugbaan gebruik.²²

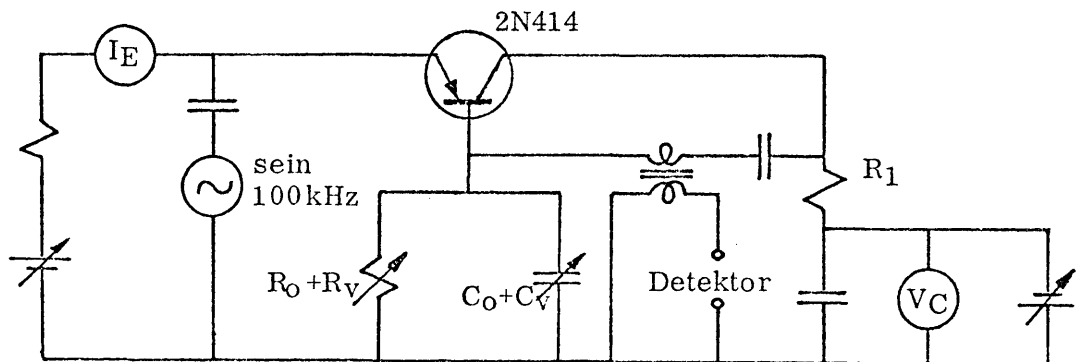


Fig. 8 Meting van \mathcal{T} .

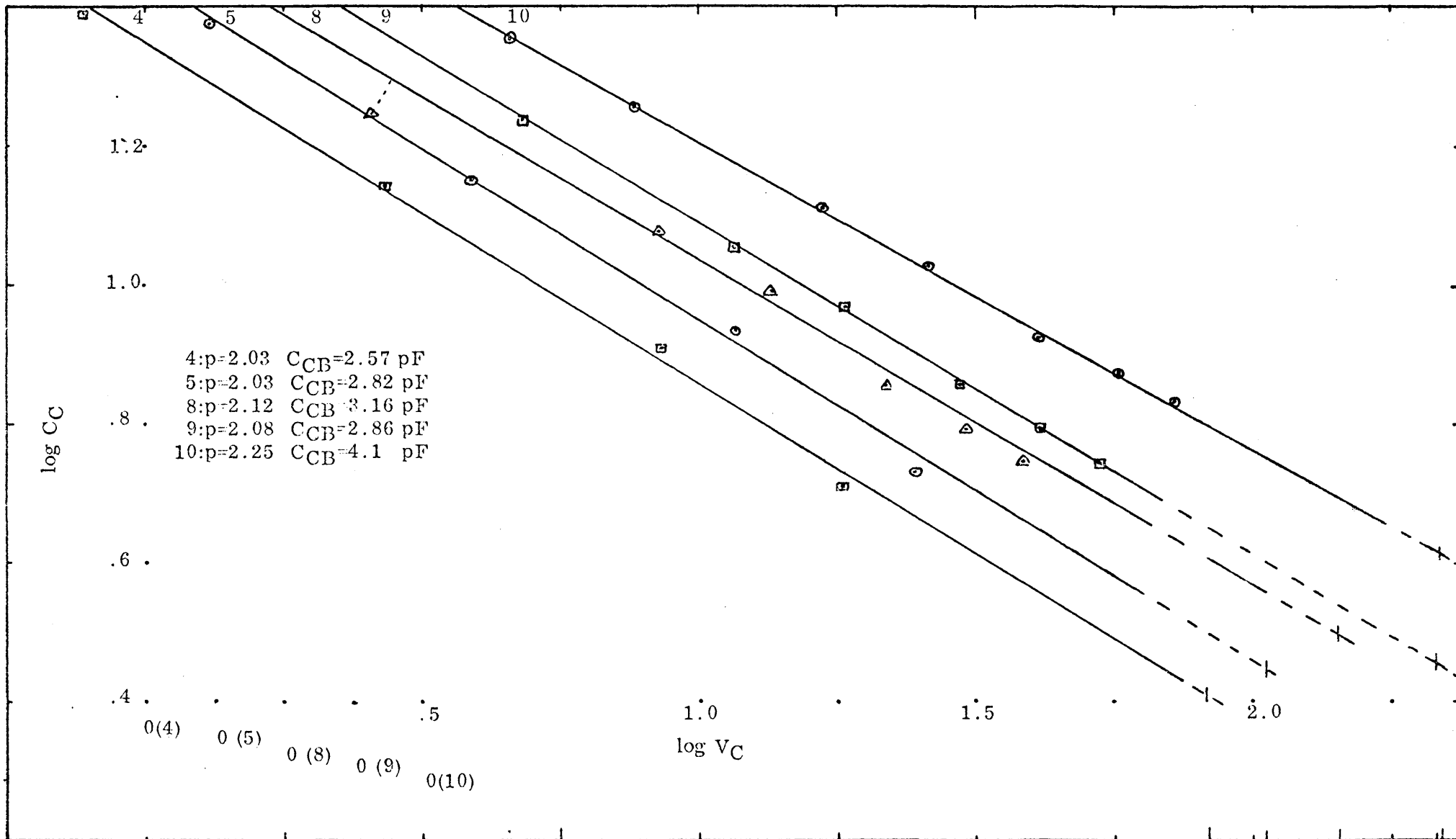


Fig. 6

Hierdie baan het die voordee! dat die kollektor-kapasitansie nie van belang is nie en dat by lae frekwensies gewerk kan word bv. $f \propto 1/100$. By balans, soos aangetoon in Bylaag B is

$$(20) \quad \mathcal{T}' = \mathcal{T} + kT/(qI_E) \cdot C_{te} = (C_o + C_v)(R_o + R_v) R_1 / (R_o + R_v + R_1)$$

Deur dus \mathcal{T}' teenoor $1/I_E$ te plot vir verskeie waardes van V_C , en die afsnit, \mathcal{T} , op die \mathcal{T} -as te neem is $\mathcal{T} (= W^2/2D_h)$ en gevolglik W as funksie van V_C verkry. 'n Grafiek van W teenoor $\sqrt{V_C}$ gee die waardes van W_o en W_1 in $W = W_o - W_1 \sqrt{V_C}$.

Die werklike baan wat gebruik is, is soos volg:

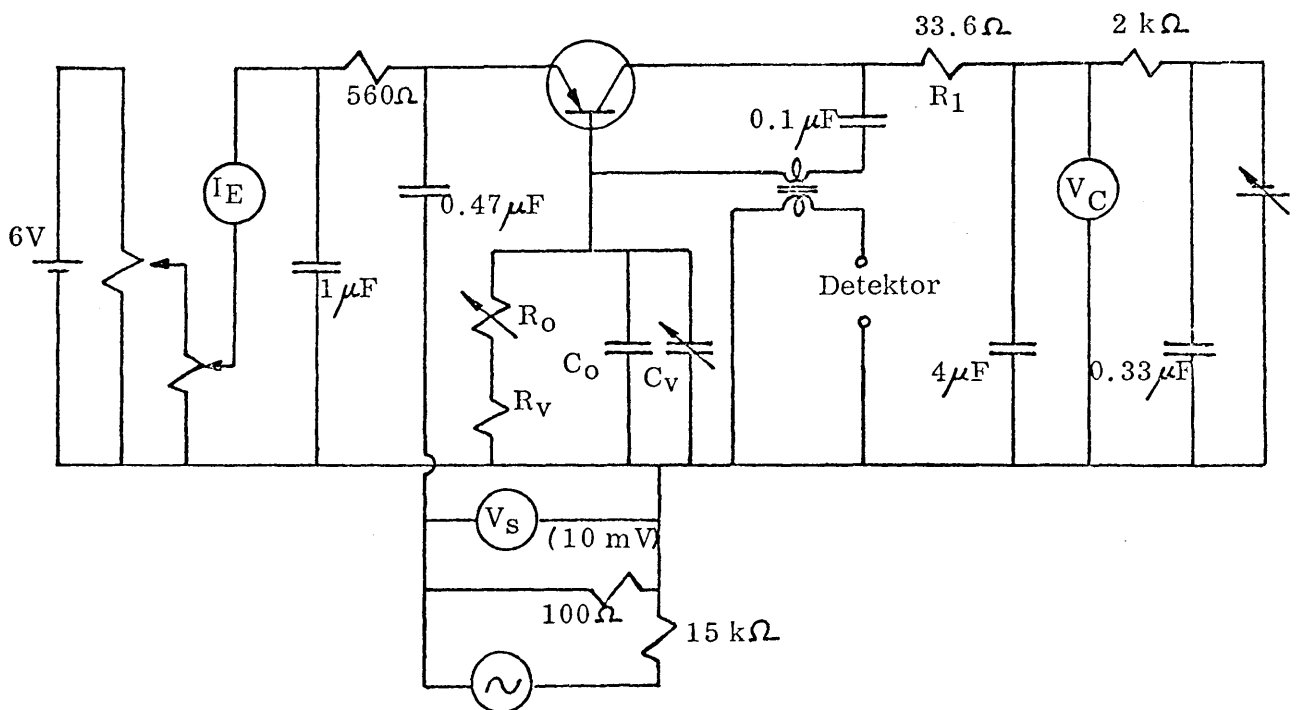


Fig. 9 Werklike baan vir meting van \mathcal{T}

Die seingenerator is 'n General Radio tipe 700-A terwyl die detektor 'n Brüel en Kjaer selektiewe voltmeter tipe 2002 is.

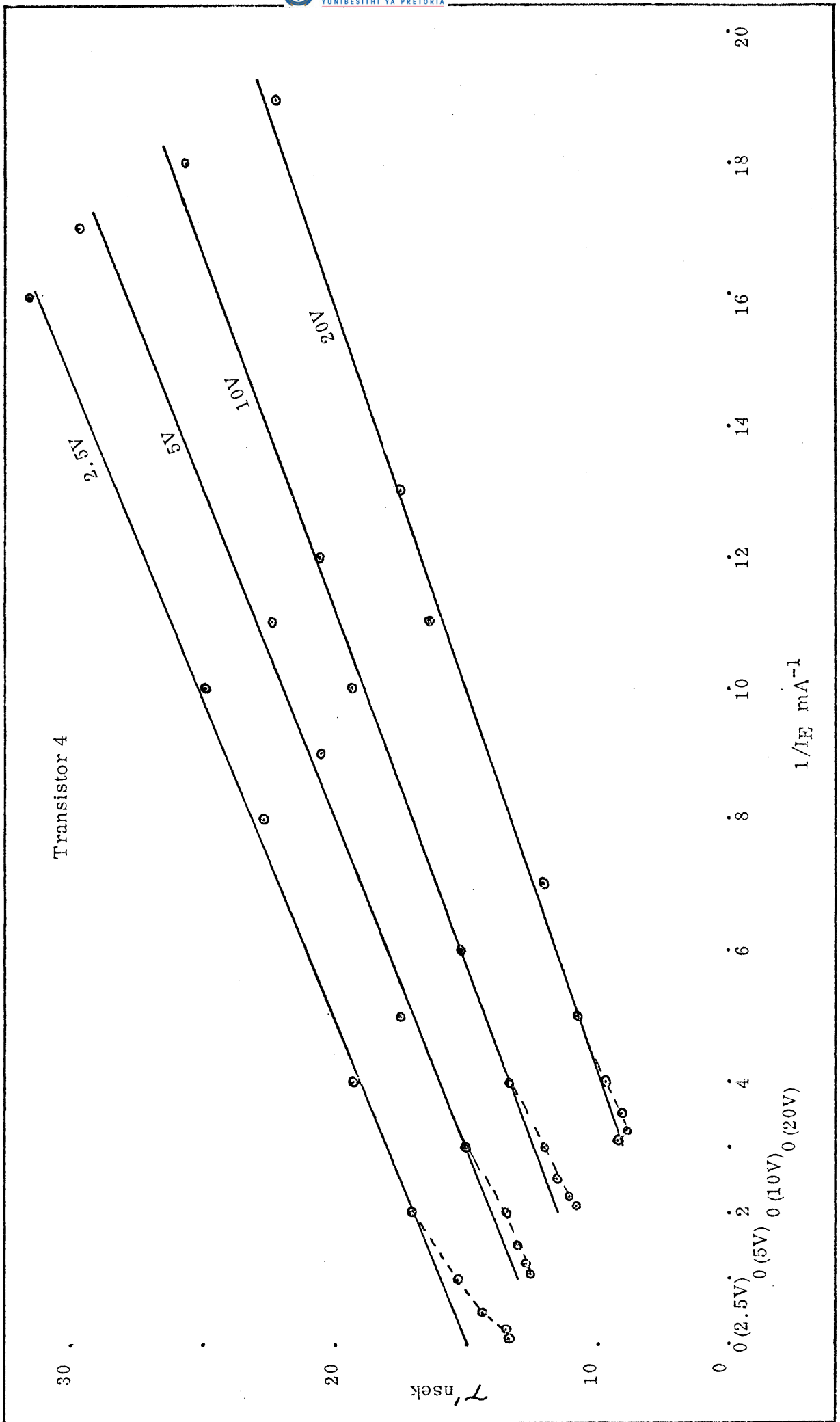


Fig. 10a

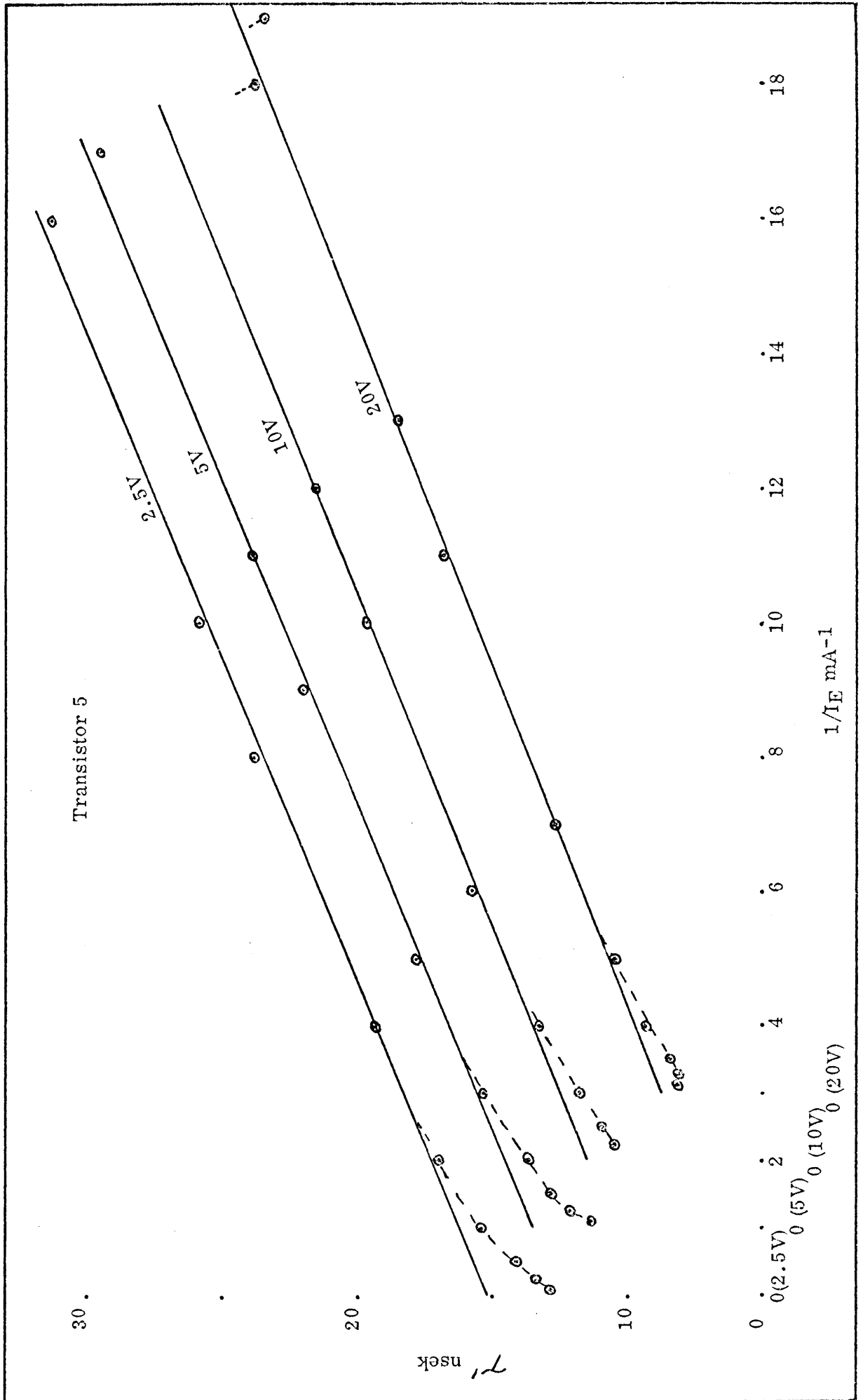


Fig. 10b

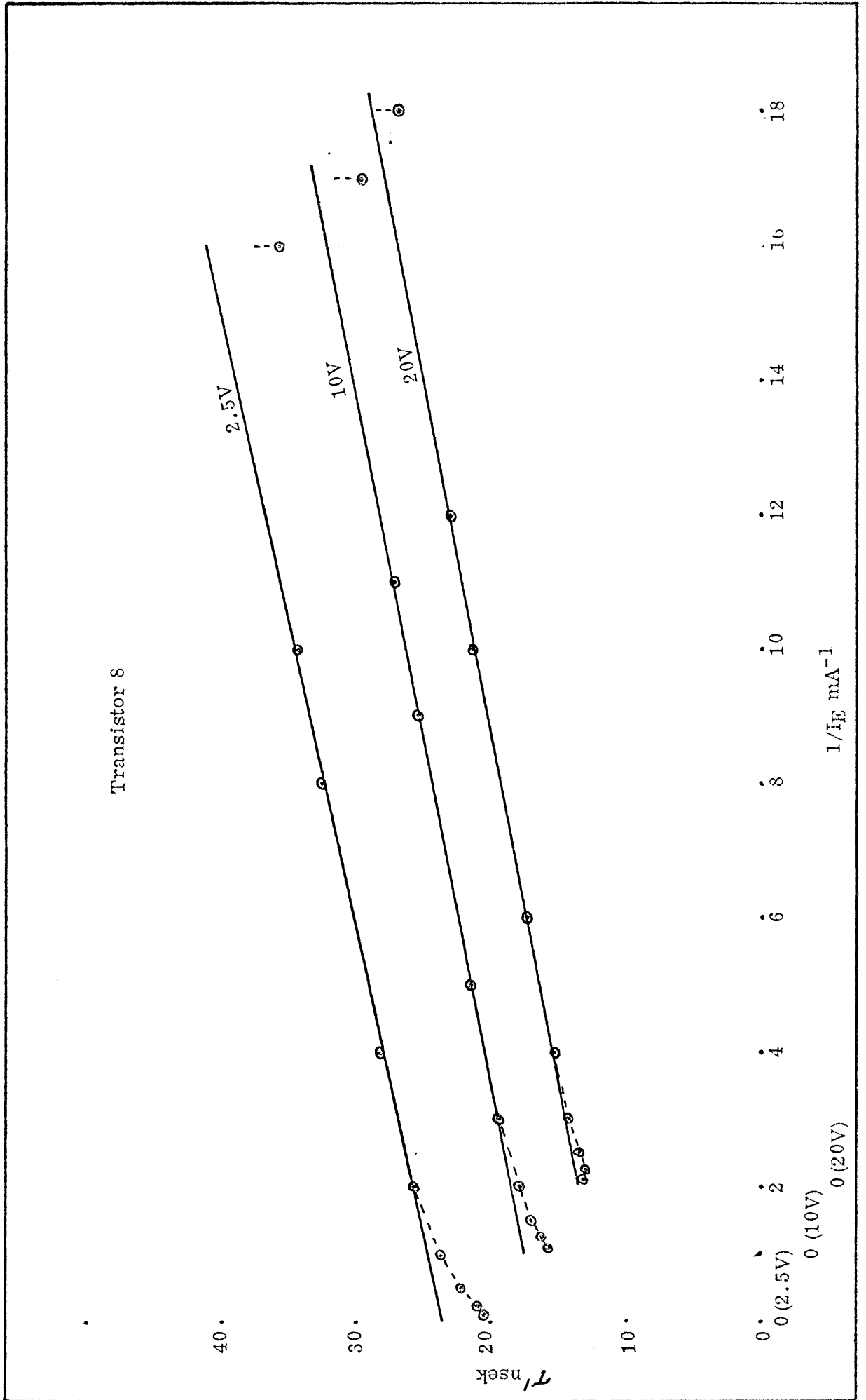


Fig. 10c

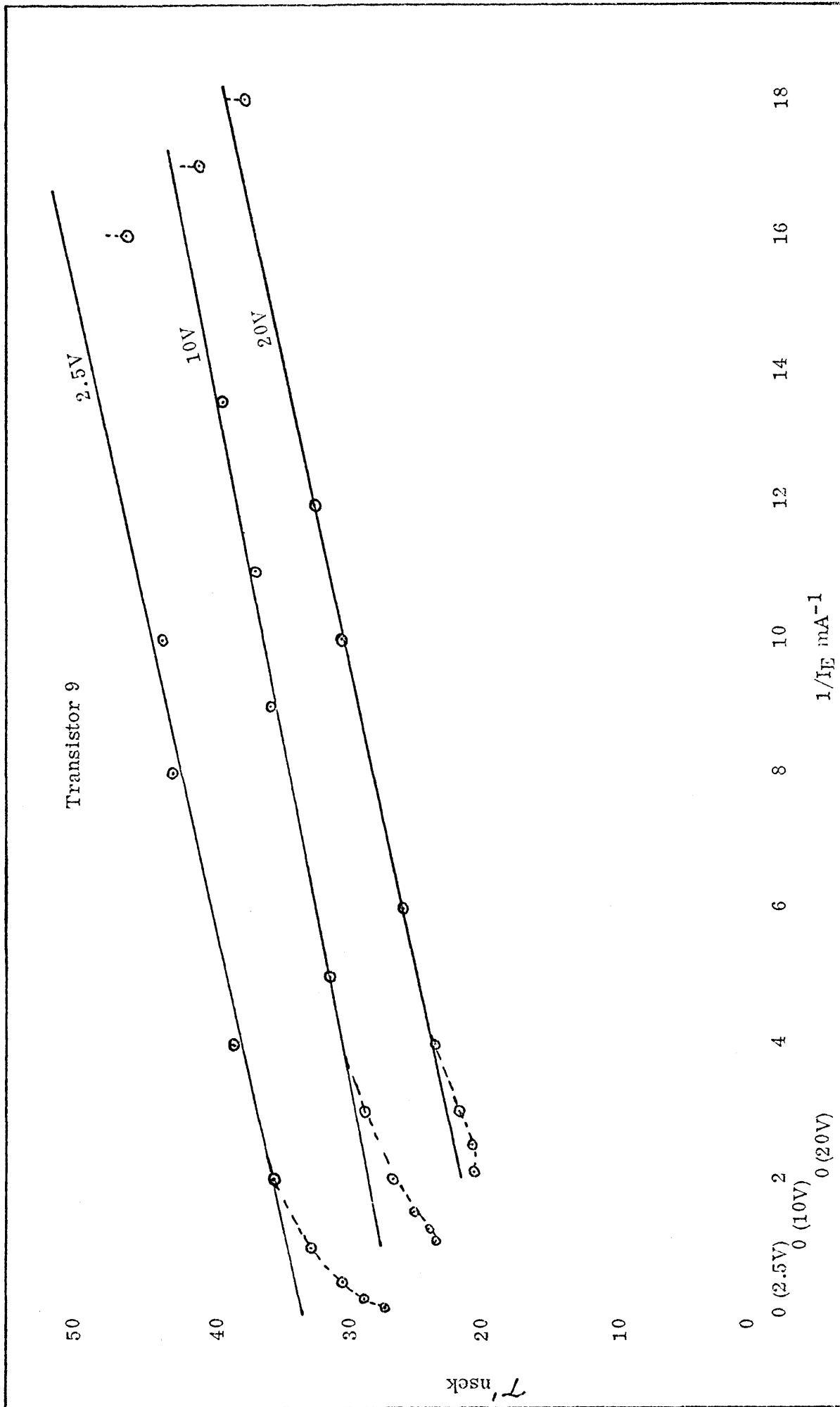


Fig. 10d

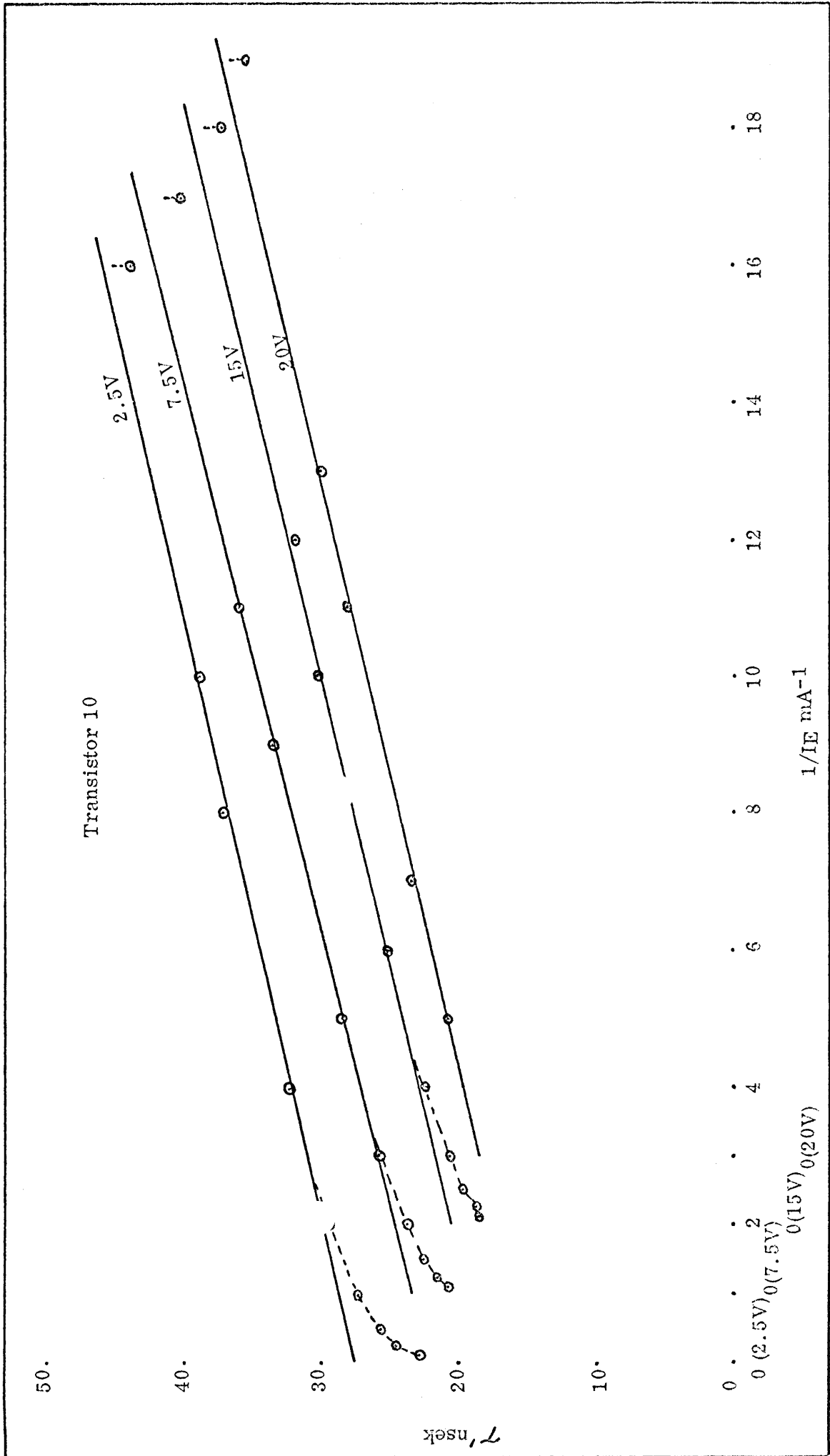


Fig. 10c

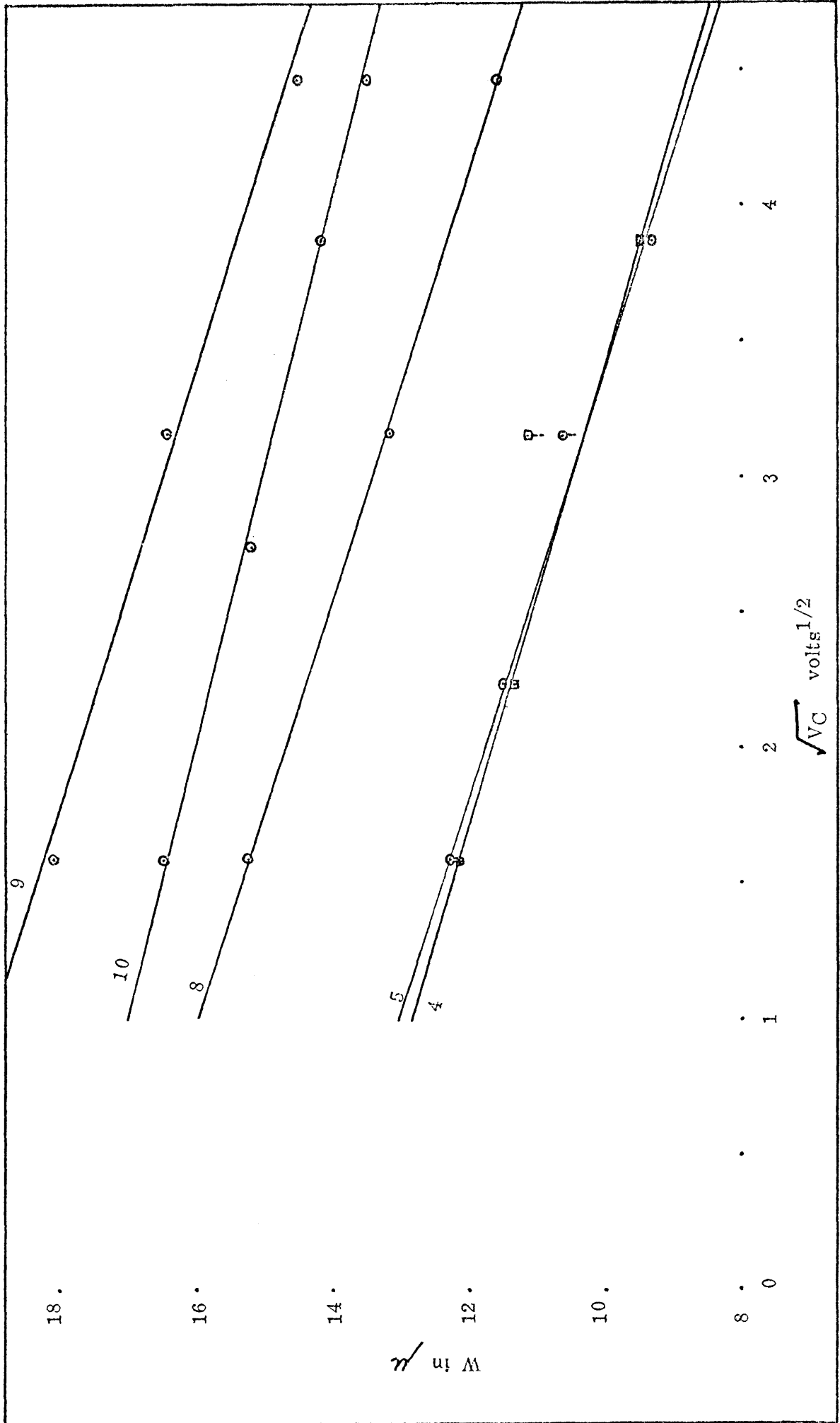


Fig. 11

3.3 Bepaling van eksponent "n" in $M = 1 / \{1 - (V_C/V_B)^n\}$

Aangesien n in die eksponent voorkom, ook by die berekening van basislading, waaruit die piekstroom bepaal word, is 'n akkurate bepaling van sy waarde van groot belang. Drie verskillende metings moet gemaak word om n te kan bepaal.

Die effektiewe stroomversterking in gemene basis is:

$$(21) \quad \alpha = \gamma \beta M = \gamma \beta / \{1 - (V_C/V_B)^n\}$$

= emittorrendement x transportfaktor x vermenigvuldigingsfaktor.

Die bepaling van n geskied deur:

- (I) die kollektorspanning $V_{\alpha m}$ waar $\gamma \beta M = 1$, te vind
 - (II) $\gamma \beta$ by hierdie spanning te kry uit 'n grafiek van $1 - \alpha_1$ teenoor V_C
 - (III) V_B te meet
- sodat n die enigste onbekende is.

3.3.1 Meting van $V_{\alpha m}$

Die drie metings wat nodig is vir die bepaling van n is by dieselfde omgewings-temperatuur, drywing en stroom gedoen. Om dit te kon doen is 'n pulsbron waarvan die dienssiklus verander kan word, gebruik. Die stroombaan vir $V_{\alpha m}$ was soos volg:

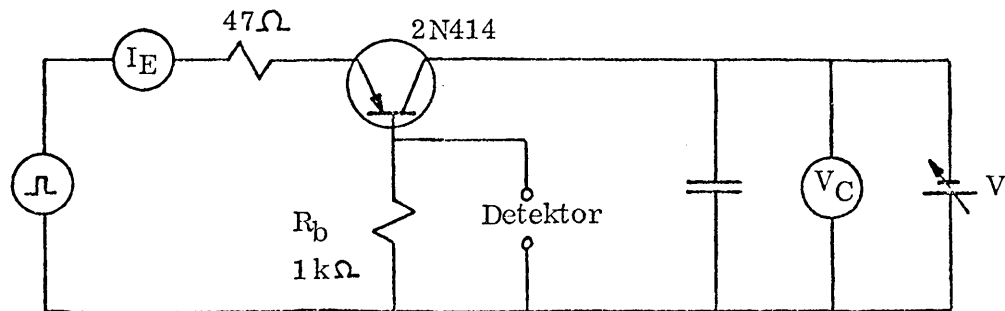


Fig. 12 Meting van $V_{\alpha m}$

Die pulsgenerator is 'n Datapulse, model 102/S4, met verstelbare pulswydte en frekwensie. As detektor is 'n ossilloskoop gebruik (Philips GM 5603, vir transistors 4 en 5 en Tektronix 536 met 'n CA inpropeenheid vir transistors 8, 9 en 10).

Met 'n lae (bekende) dienssiklus is die pulsamplitude verstel totdat 'n lesing op die ammeter verkry is wat gelyk is aan (10 mA x dienssiklus). Vervolgens is die kollektorspanning verstel totdat geen puls op die ossilloskoop (detektor) waargeneem is nie. Die dienssiklus is nou verstel sodat die kollektordissipasie 20 mW is (d.w.s. $V_C \times 10 \times$ dienssiklus = 20) terwyl die piek emitterstroom, soos verkry vanaf die nuwe dienssiklus en ammeterlesing, op 10 mA gehou is.

Die kollektorspanning is nou finaal verstel totdat geen puls oor R_b waargeneem is nie.

3.3.2 Meting van $1 - \gamma\beta$ by lae spannings, d.w.s. $1 - \alpha_1$

By kollektorspannings laer as $V_{\alpha m}$ is die vermenigvuldigingsfaktor ≈ 1 . Die waardes van beide γ en veral β is afhanklik van die kollektorspanning omdat die basiswydte verander met V_C . Volgens De Witt en Rossoff²² is:

$$(22) \quad \gamma\beta = \alpha_1 = \left\{ 1 - (D_e/D_h)(W/L_e)(n_b/p_e) \right\} \left\{ 1 - W^2/2L_h^2 \right\}$$

waar D_e = diffusiekonstante vir elektrone
 L_e = diffusielengte vir elektrone
 L_h = diffusielengte vir holtes
 n_b = donorkonsentrasie in basis
 p_e = akseptorkonsentrasie in emitter

Benaderd is $\alpha_1 = 1 - W^2/2L_h^2$
 (23) $\therefore 1 - \alpha_1 = W^2/2L_h^2$

Deur $1 - \alpha_1$ dus by verskeie lae spannings te meet en $1 - \alpha_1$ teenoor W^2 (soos verkry vanaf $W = W_0 - W_1 \sqrt{V_C}$) te plot, en te ekstrapoleer, kan $\delta\beta$ by die spanning $V_{\alpha m}$ gekry word.

Die stroombaan is soos volg:

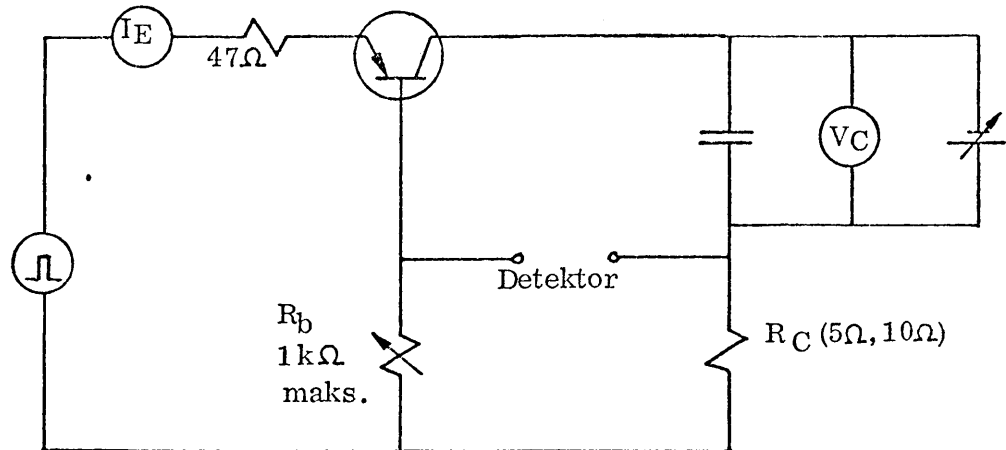


Fig. 13 Meting van α_1

Die pulsgenerator en ossilloskoop as detektor is soos in 3.3.1 maar om die sensitiwiteit te verhoog is 'n differensiële versterker (versterking 400) voor die detektor gebruik. Vir transistors 4 en 5 is 'n ander pulsgenerator, Philips PM 5710, gebruik vir 'n hoër dienssiklus.

'n Piekstroom van 10 mA is deurgaans gebruik maar by die laer spannings was dit nie moontlik om 'n drywing van 20 mW te handhaaf nie aangesien die dienssiklus nie so hoog opgeskuif kon word nie. Aan die resultate het dit egter nie 'n merkbare verskil gemaak nie.

Met 'n piekstroom van 10 mA en dienssiklus om 20 mW kollektordissipatie te gee, is die $1\text{ k}\Omega$ potensiometer verstel vir balans vir verskeie kollektorspannings.

$$(24) \quad 1 - \alpha_1 = R_C / R_b$$

3.3.3 Meting van V_B by 10 mA en 20 mW

Vir gebruik in vergelyking (21) is V_B gemeet met behulp van die volgende stroombaan:

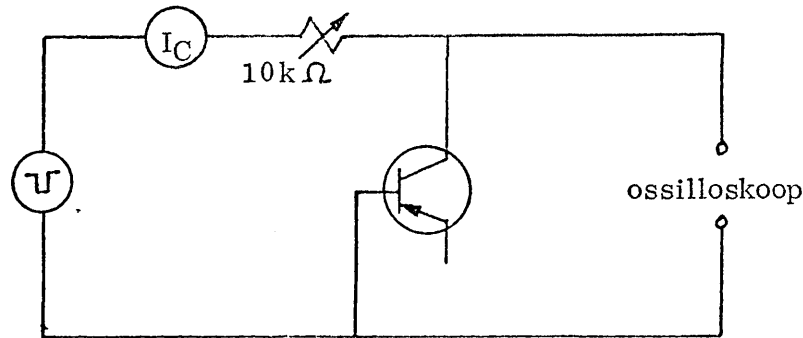


Fig. 14 Meting van V_B vir die bepaling van n

'n Pulsgenerator (Datapulse) en 'n gekalibreerde ossilloskoop (Tektronix 536 met CA inpropeenheid) is gebruik om die amplitude van die spanningspuls tussen kollektor en basis by die verlangde stroom en drywing te bepaal.

3.3.4 Meting $1 - \alpha_0$ by hoë strome

Aangesien die piekwaarde van die stroompuls baie hoog is, moet 'n waarde van α by hoë strome (α_0) gebruik word by die berekening van die pulsgrootte.

Dieselfde baan en apparaat (sonder differensiële versterker) soos vir die meting van die laestroom ($1 - \alpha_1$) is gebruik, maar die kollektorspanning is laag gehou. Lesings vir $I_E = 150, 300$ en 600 mA is geneem vir 'n kollektorspanning van 1 volt en herhaal vir 'n kollektorspanning van 4 volt. Die gemiddelde drywing is deurgaans konstant gehou (15 mW) deur die dienssiklus te verander.

Die basiswydte vir hierdie spannings is bereken en ($1 - \alpha_0$) geplot teen W^2 . Hierdie grafiek is gebruik om die waarde van die kollektor-emittorspanning (V_p) waar piekstroom voorkom, te vind.

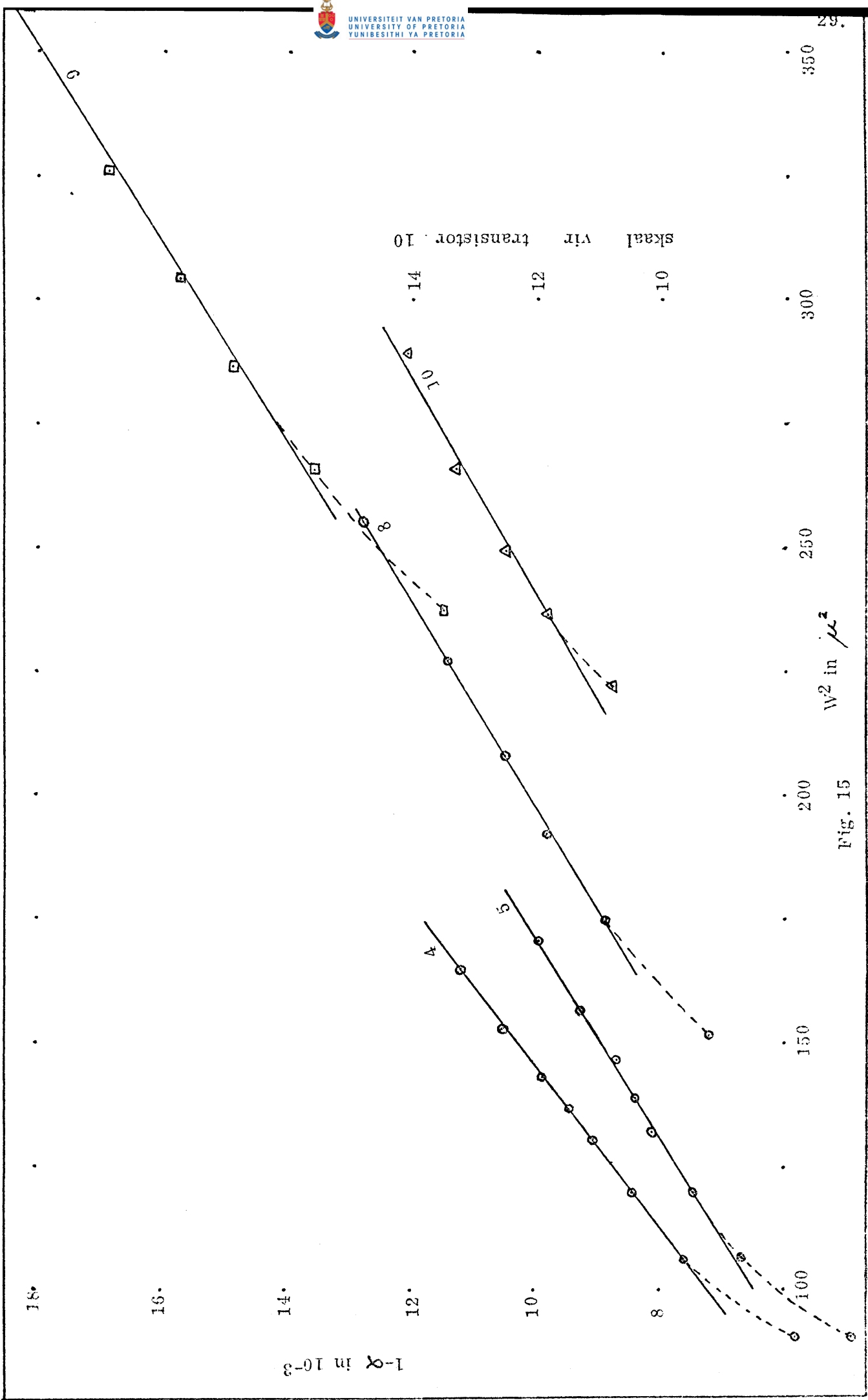
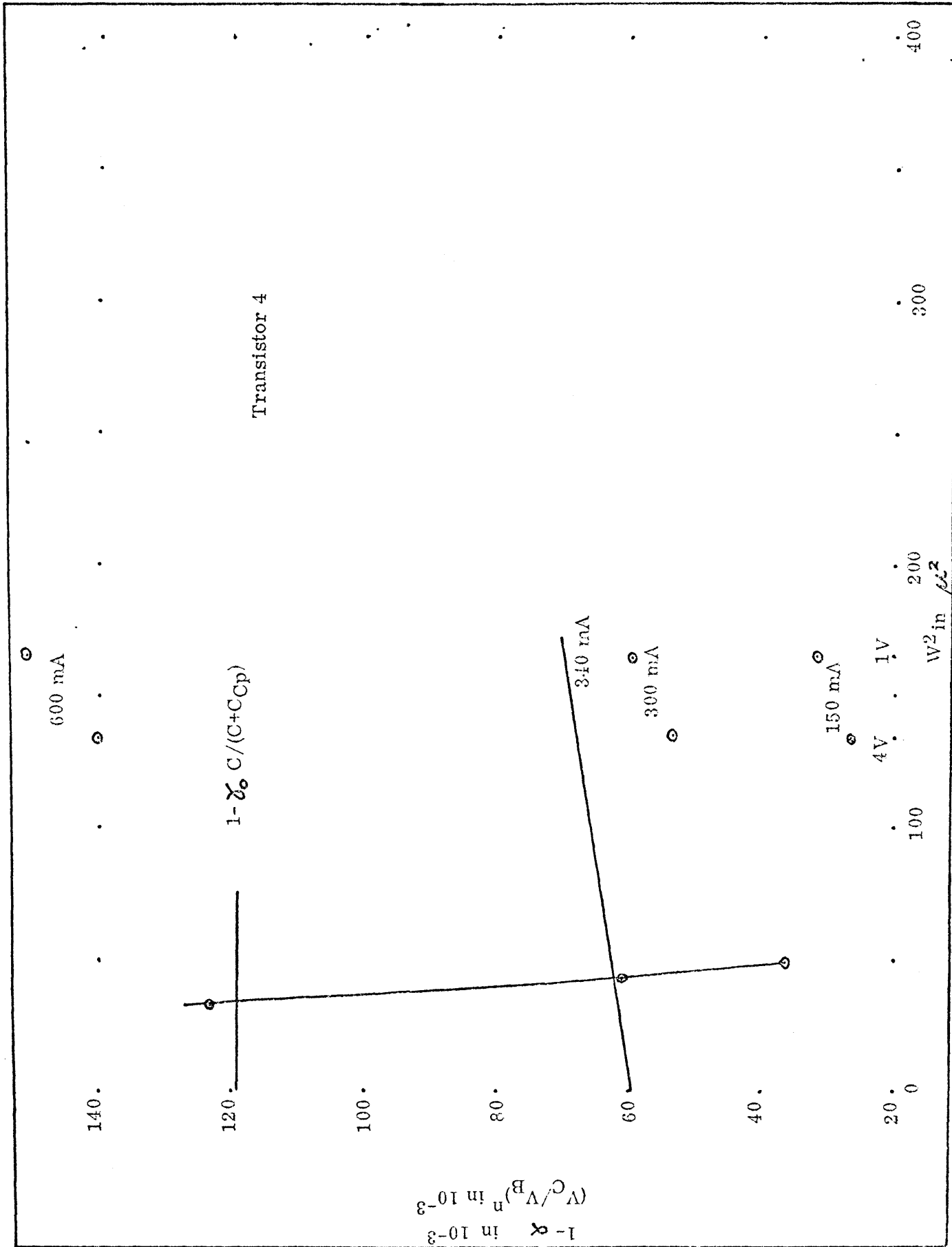


Fig. 15

Fig. 16a



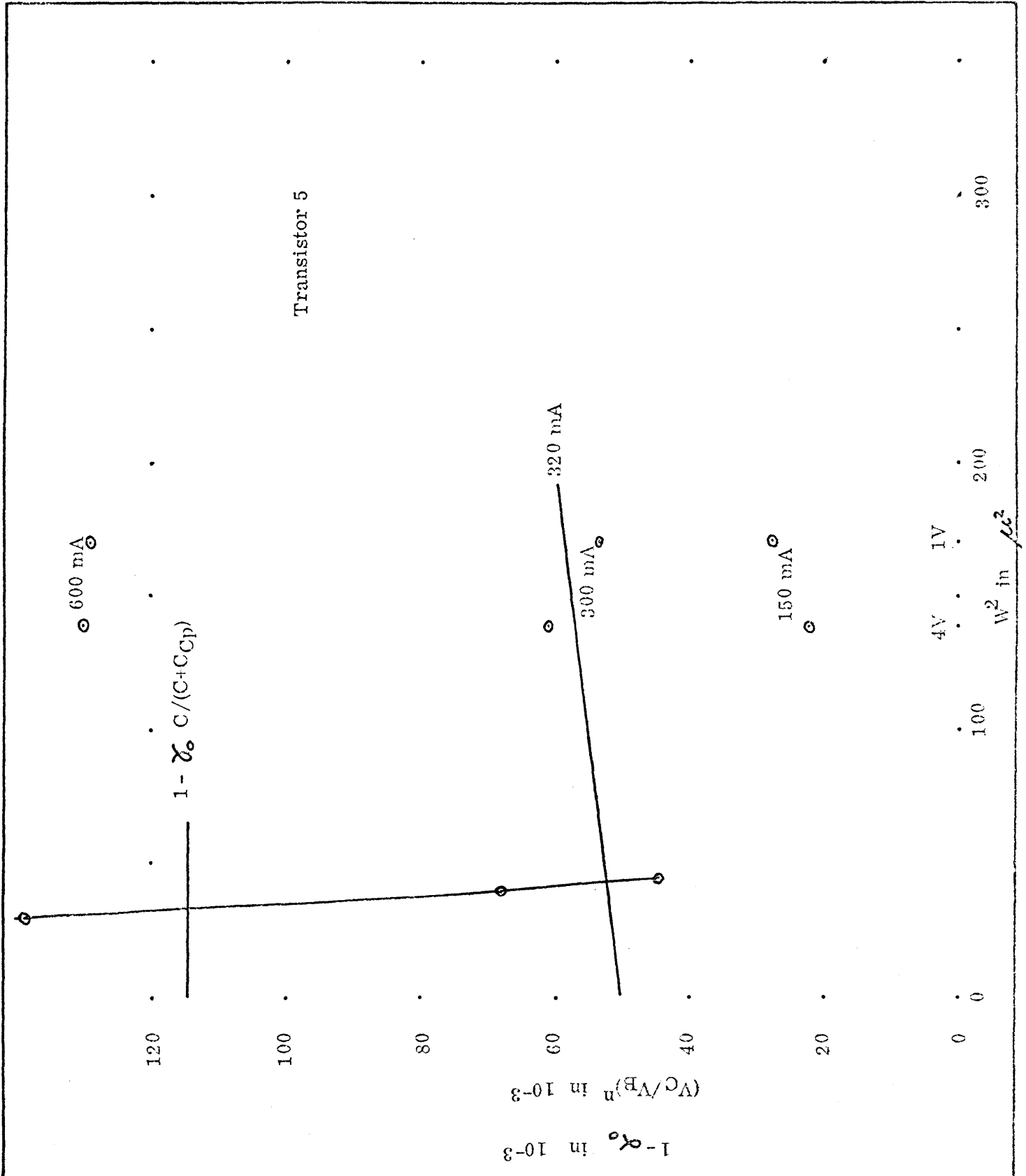


Fig. 16b

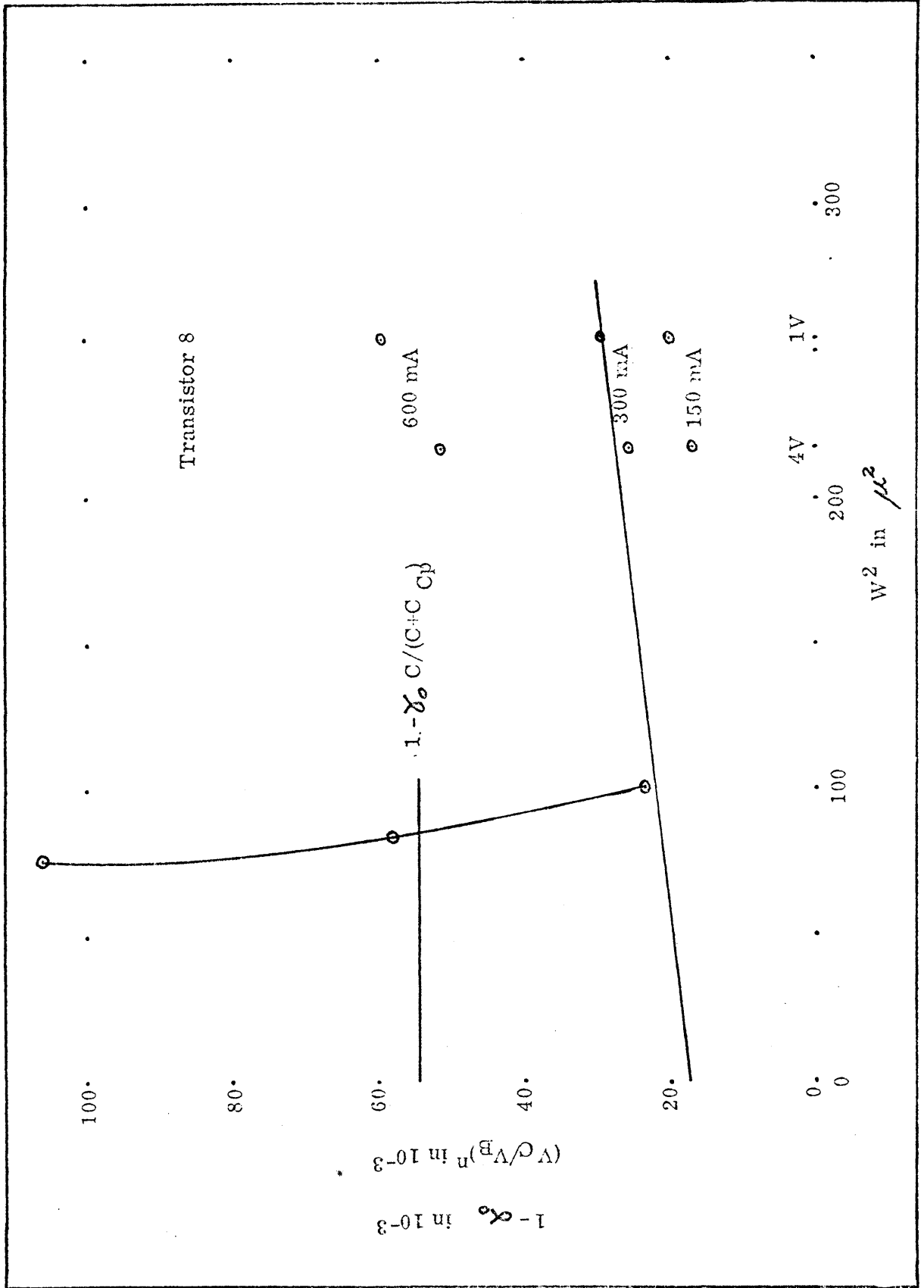


Fig. 16c

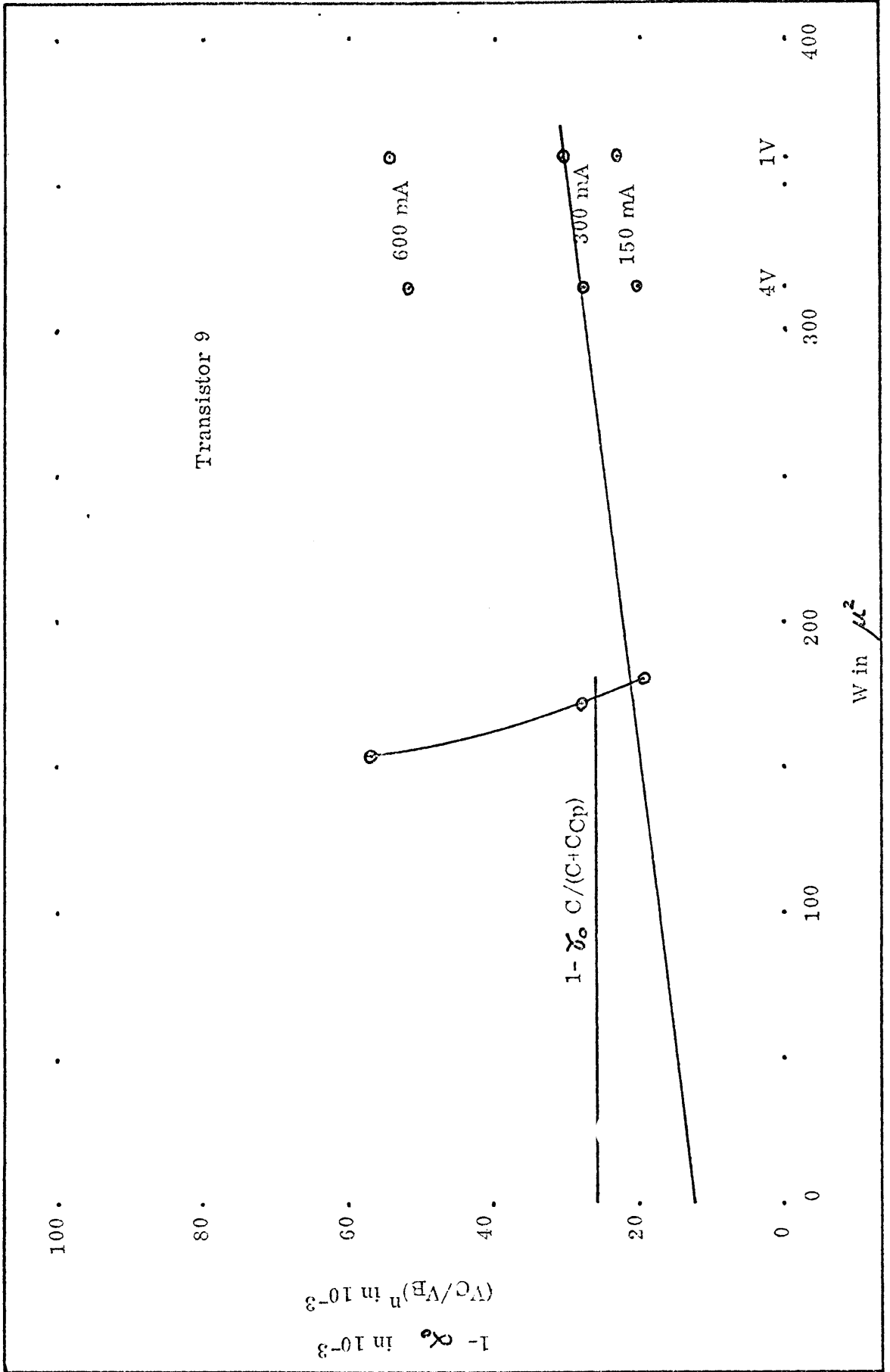


Fig. 16d

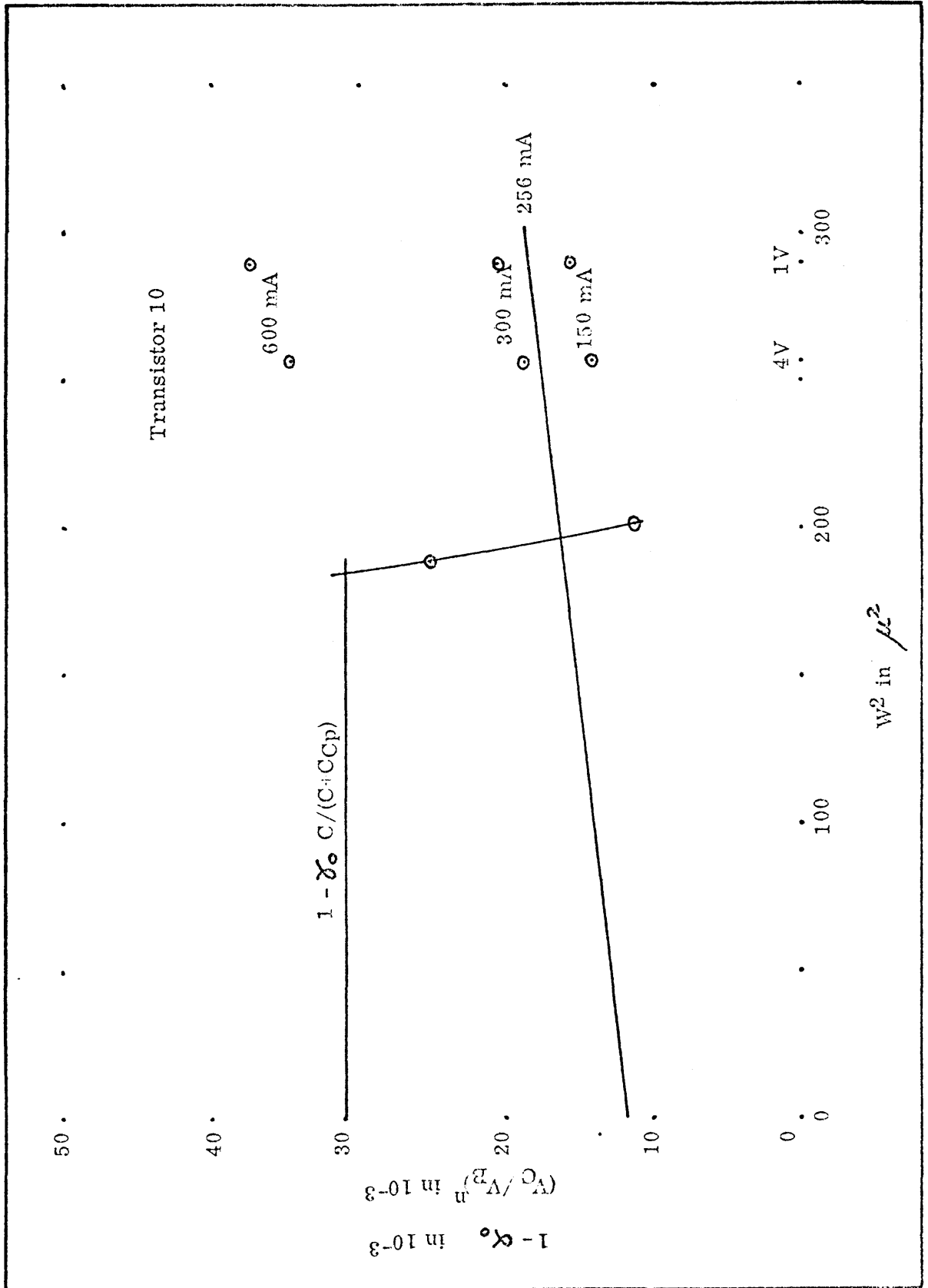


Fig. 16c

3.5 Bepaling van V_o/V_B

Die term $C V_B \left\{ (V_o/V_B)^{n+1} - (V_p/V_B)^{n+1} \right\} / (n+1)$ verteenwoordig die grootste deel van die totale lading Q_s in vergelyking (8). $(V_p/V_B)^{n+1}$ is gewoonlik klein in verhouding met $(V_o/V_B)^{n+1}$.

Aangesien V_o/V_B tot die mag $n+1$ (≈ 4.5) verhef word, is 'n akkurate bepaling daarvan noodsaaklik. Metings van V_o en V_B afsonderlik kan groot foute in die lading Q_s gee sodat besluit is om dit gelyktydig te meet.

Die volgende stroombaan is gebruik om die kromme van I_C teenoor V_C op 'n ossilloskoop te toon.

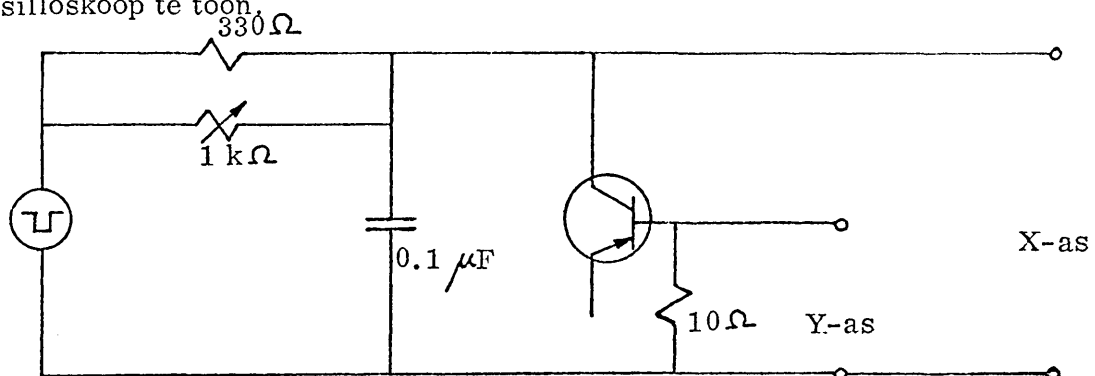


Fig. 17 Bepaling van V_o/V_B

Die "Datapulse"-generator is by 1 k Hz gewerk met 'n pulswydte van 0.1 msek. 'n RC-netwerk is gebruik om benaderde 'n driehoeksgolf te kry sodat kapasitiewe effekte as gevolg van die vinnige stygtyd (≈ 9 nsek.), uitgeskakel word.

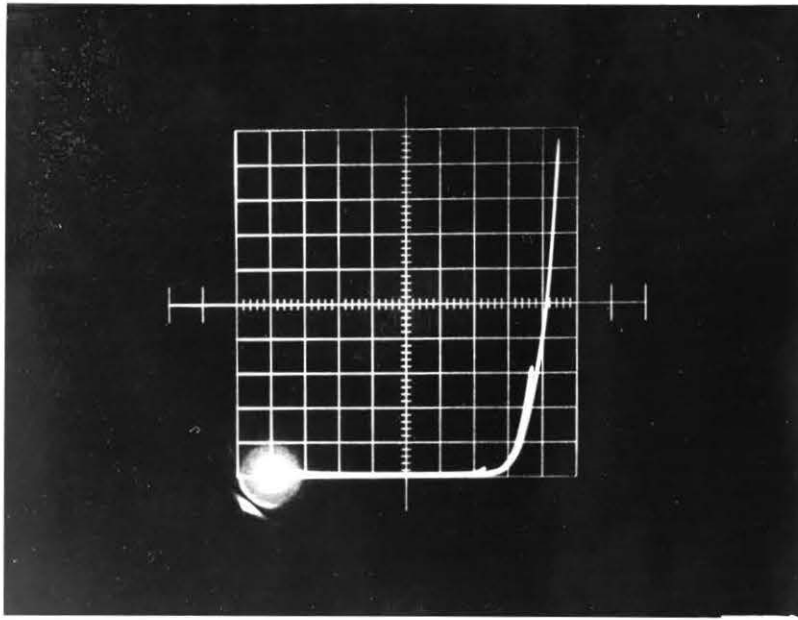
'n Tektronix 536 ossilloskoop is gebruik met 'n tipe H inpropeenheid vir die X-as en 'n tipe CA inpropeenheid vir die Y-as.

Die spanning oor die 10Ω -weerstand het 'n maksimumwaarde van 0.1V en gee dus 'n korreksie van ongeveer 1% wat maklik gemaak kan word.

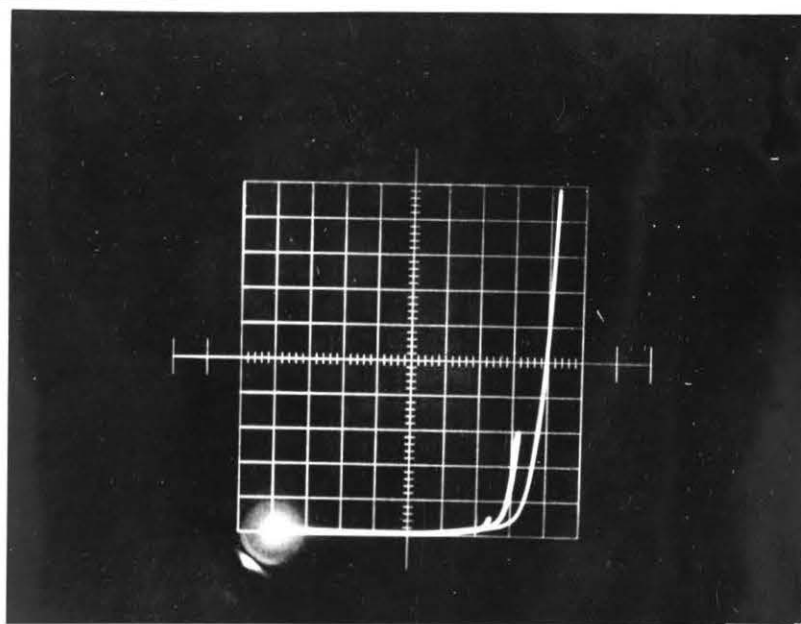
Die verskil tussen die spannings by 10 mA en 0.5 mA nl. $V_B - V_O$ is gelees, asook V_O .

$$(25) \quad \therefore V_O/V_B = 1 - (V_B - V_O)/V_B$$

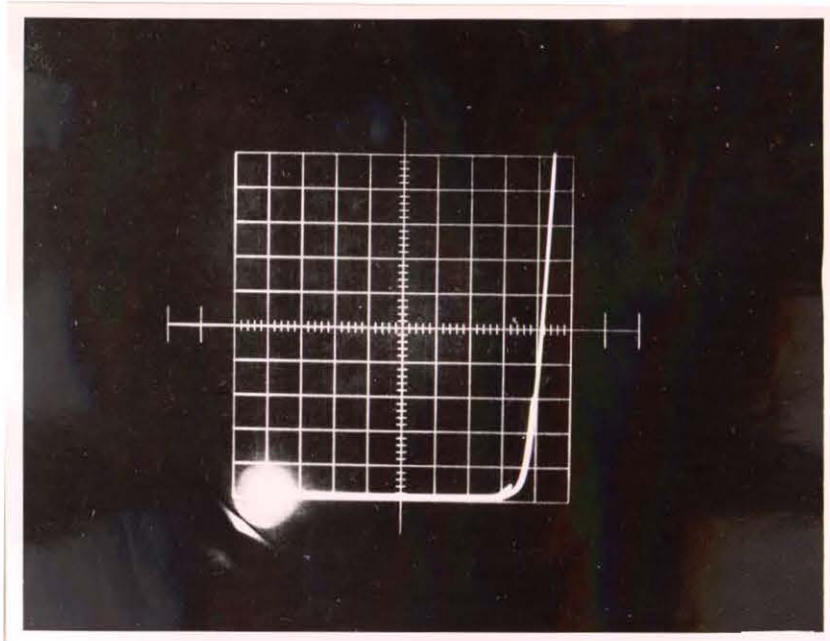
Die volgende fotos toon hoedat die deurbraakspanning V_B verhoog wanneer by hoër piekstrome d.w.s. hoër drywing en temperatuur gewerk word.



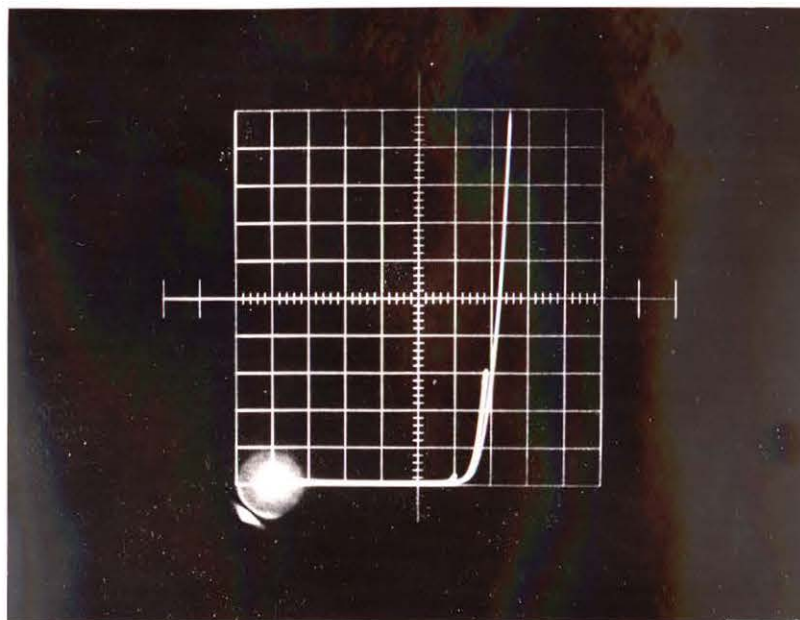
Transistor 4, 10 V/cm, 1 mA/cm
Fig. 18a



Transistor 8, 10 V/cm, 1 mA/cm
Fig. 18b



Transistor 9, 10 V/cm, 1 mA/cm
Fig. 18c



Transistor 10, 10 V/cm, 1 mA/cm
Fig. 18d

HOOFSTUK 5

TOETSING VAN TRANSISTOR IN PULSGENERATORBAAN

Instede van eksterne snellering is die transistor in 'n baan gebruik waar dit periodiek aan- en afskakel om so periodiese pulse te gee.

Die werklike baan is soos hieronder. Die komponente is op 'n geëtste baan aangebring.

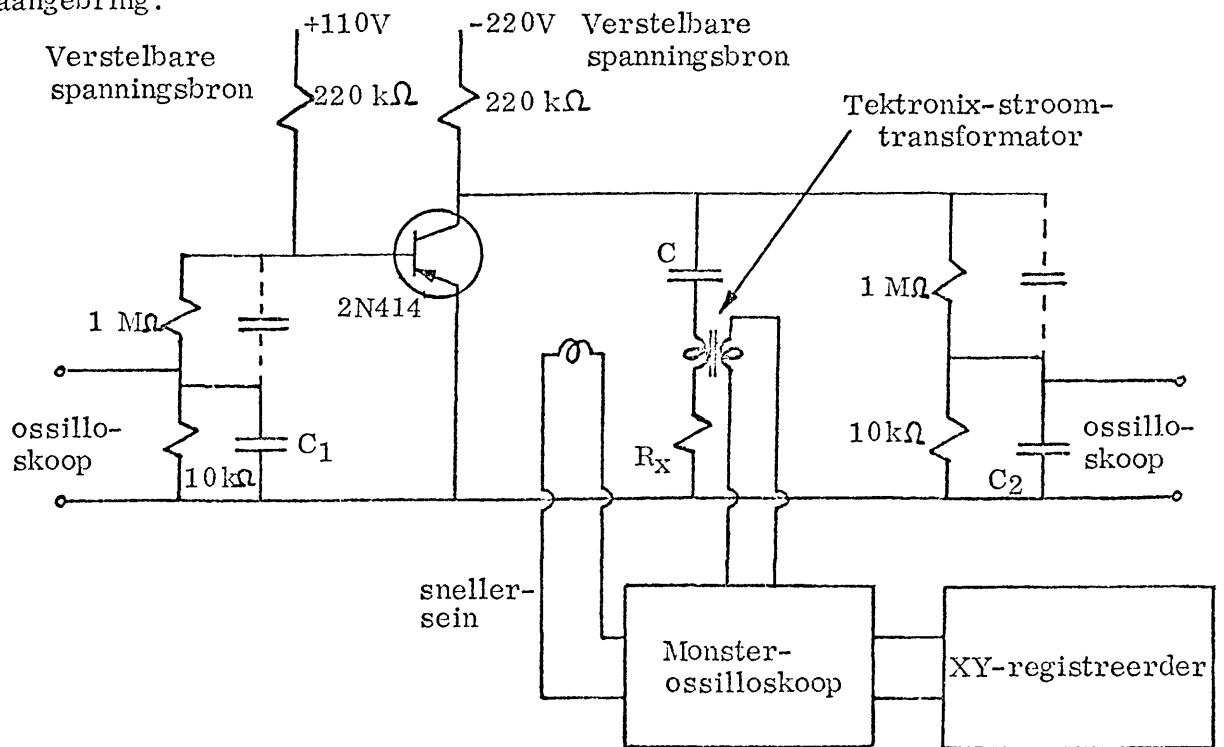


Fig. 19 Pulsgeneratorbaan

Spanningsverdelers is gemaak om die spannings V_{CE} , V_{CB} en V_{BE} te beskou. Die RC-konstante van albei dele moet dieselfde wees vir goeie oorgangsresponsie. Die verdelingsnetwerke is in posisie getoets met 'n vierkanstegolf vanaf 'n Datapulse-generator (9 nsek stygtyd).

Aanvanklik is 'n 1.5Ω -weerstand vir R_X gebruik om die stroomgolfvorm te beskou maar later is dit vervang met die Tektronix CT-1 stroomtransformator

(35 kHz - 1 GHz) soos aangedui en $R_X = 0$. Die pulse verkry op die twee maniere het baie goed vergelyk.

5.1 Piekstroom, stygtyd en daaltyd

'n Monsterosilloskoop (Tektronix 661 met 4S3-versterker, P6038 tasters en 4T1A-tydeenheid) is gebruik om die stroompulse te beskou en volgens skaal te registreer op 'n XY-registreerder (Scientific Furnishings Model XY-1P). Die waarde van C is so gekies dat alle transistors 'n piekstroom van ongeveer 300 mA gee.

Die geregistreeerde pulse is gebruik om stygtyd (10% - 90%), piekstroom en daaltyd te kry. Die resultate word in Hoofstuk 6 gegee en bespreek.

Die daaltyd is volgens vergelyking (14) feitlik onafhanklik van die waarde van C aangesien Q_{sp} ongeveer proporsioneel is aan C. Om dit te toets is die daaltyd gemeet by verskeie waardes van C.

'n Snellersein vir die monster-ossilloskoop is verkry van 'n induktiewe lus.

5.1.1 Piekstroom, Stygtyd en Daaltyd met 'n weerstandslas

Met die waardes van C om ongeveer 300 mA te gee soos hierbo, is 'n 50Ω -koaksiale kabel in die baan geplaas as R_X . Die kabel van ongeveer 50 cm is afgesluit in twee 20 db-verswakkers en 'n 50Ω las.

Die stroompulse vir vier van die vyf transistors is geregistreeer. Transistor 5 het intussen ingegee.

5.2 Spanning by piekstroom, V_p

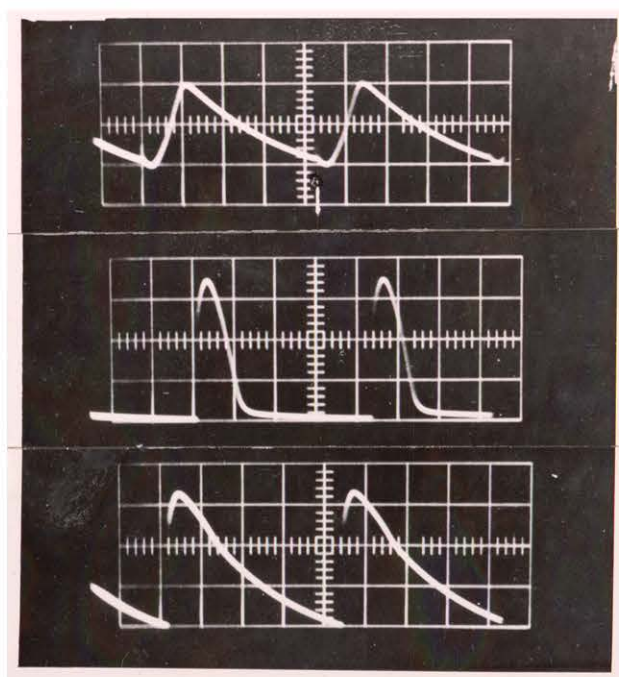
In 'n poging om V_p te bepaal, is die monster-ossilloskoop in XY verbind. Die spanning V_{CE} soos verkry vanaf die verdeler is op die Y-as en die stroompuls op die X-as verbind. Dié metode het egter net vir party transistors goeie resultate gegee en is nie verder ontwikkel nie aangesien integrasie van die stroompuls noukeuriger gedoen kon word.

5.3 Minimum kapasitansie vir ossillasie, C_k

Die spanning V_{CE} is op 'n ossilloskoop beskou om te sien wanneer ossillasies ophou, terwyl C kleiner gemaak word.

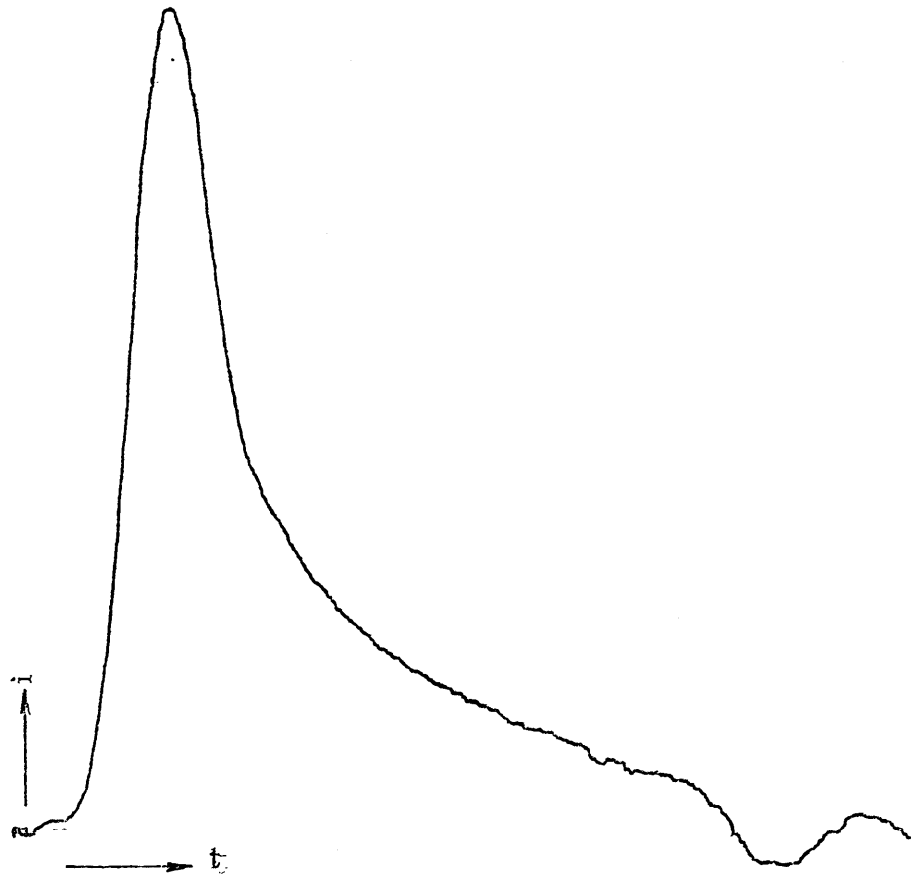
5.4 Minimum kapasitansie om die kollektorspanning na nul te laat val, C_{min} .

Aangesien die stroompuls altyd by V_o begin en die kollektorspanning nie laer as nul kan daal nie, sal V_{CE} by hoë waardes van C, 'n konstante amplitude, V_o , hê. Sodra die kapasitor te klein word om die kollektor te versadig, sal die amplitude van V_{CE} verminder. C_{min} is dus verkry deur die amplitude van V_{CE} te noteer vir verskeie waardes van C.



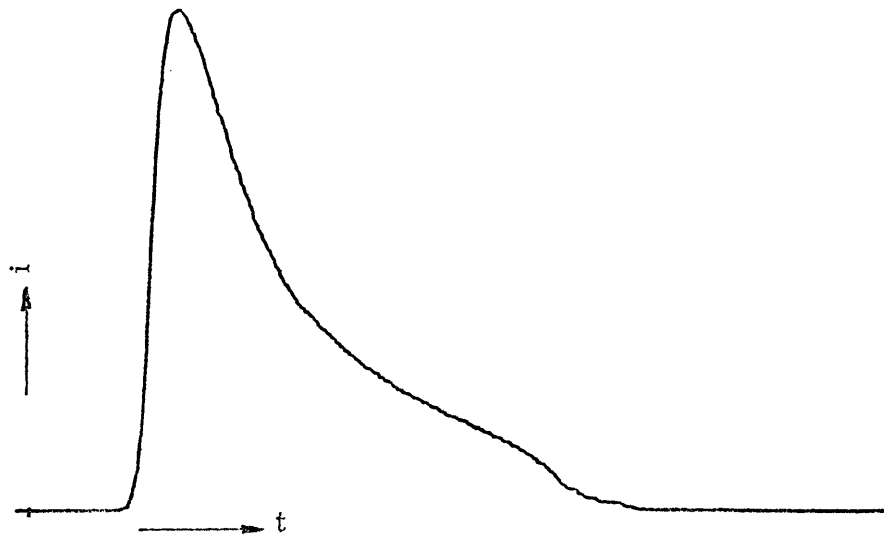
- a. V_{BE} , die merkie dui die punt aan waar die puls voorkom.
- b. V_{BC}
- c. V_{EC}

Fig. 20. Transistor 5. $C = 50$ pF



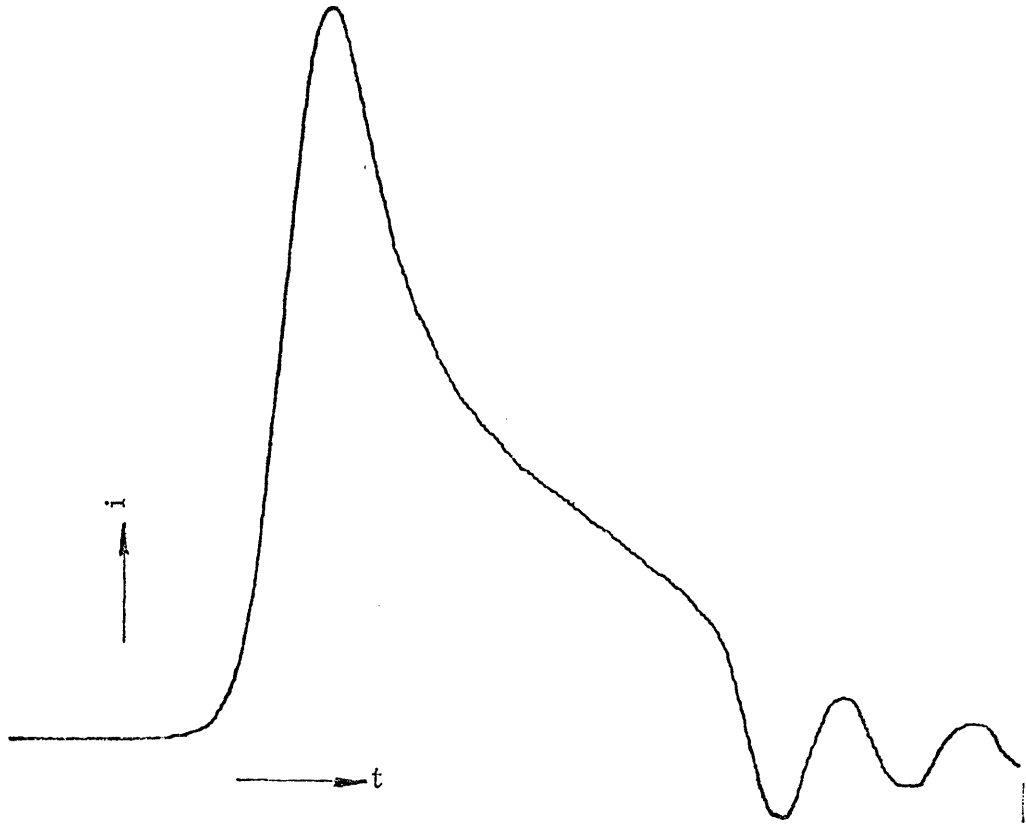
Transistor 4 $R_x = 0$ $T = 29^\circ\text{C}$ $C = 50 \text{ pF}$ 80 mA/dm
 10 nsek/dm .

Fig. 21a



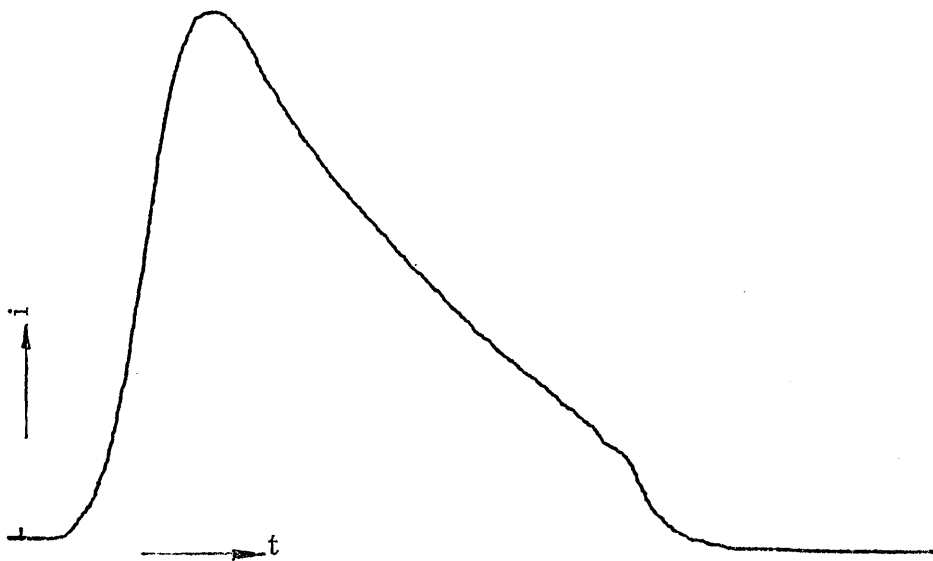
Transistor 4 $R_x = 50 \Omega$ $T = 29^\circ\text{C}$ $C = 50 \text{ pF}$ 80 mA/dm
 20 nsek/dm

Fig. 21b



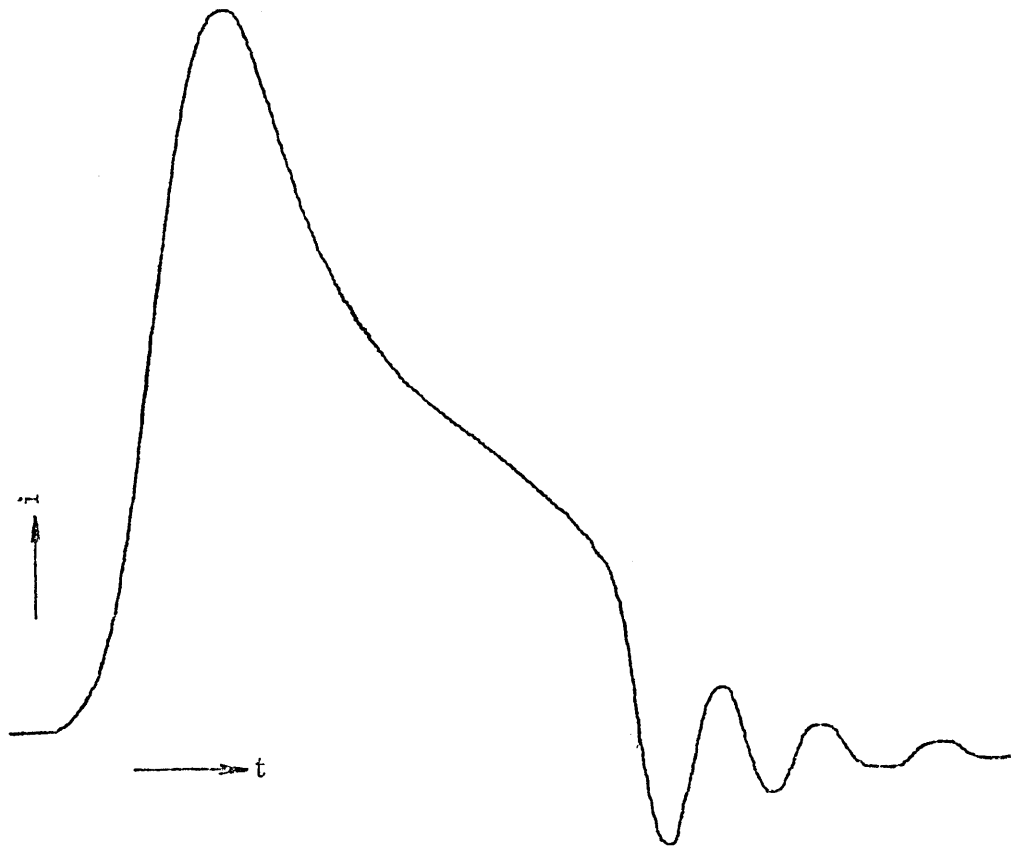
Transistor 8 $R_X = 0$ $T = 27.5^\circ\text{C}$ $C = 100 \text{ pF}$ 80 mA/dm
 20 nsek/dm

Fig. 21c



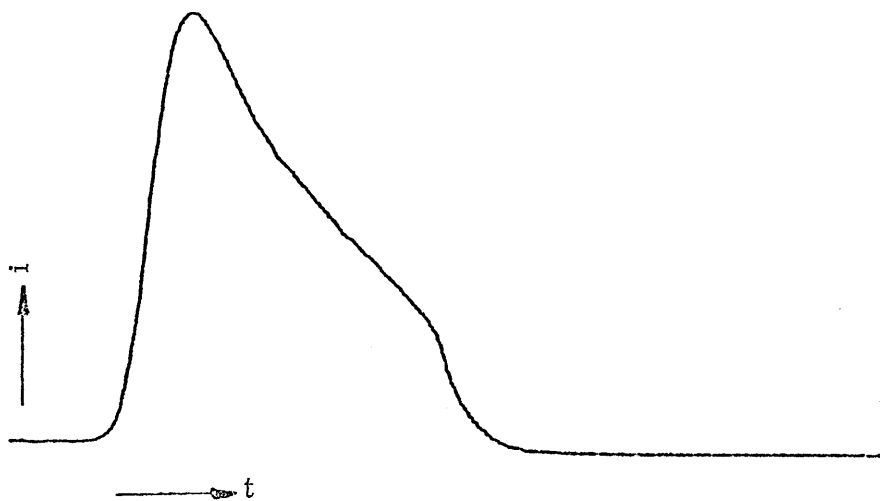
Transistor 8 $R_X = 50 \Omega$ $T = 28.5^\circ\text{C}$ $C = 100 \text{ pF}$
 40 mA/dm , 40 nsek/dm

Fig. 21d



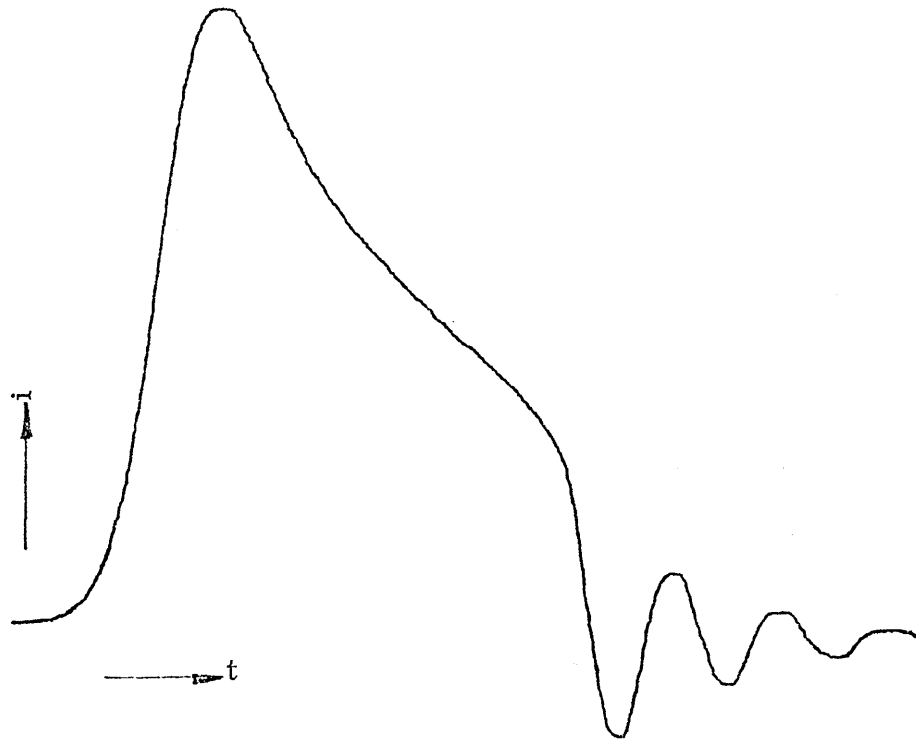
Transistor 9 $R_X = 0$ $T = 26.3^\circ\text{C}$ $C = 250 \text{ pF}$ 80 mA/dm ,
 40 nsek/dm

Fig. 21e



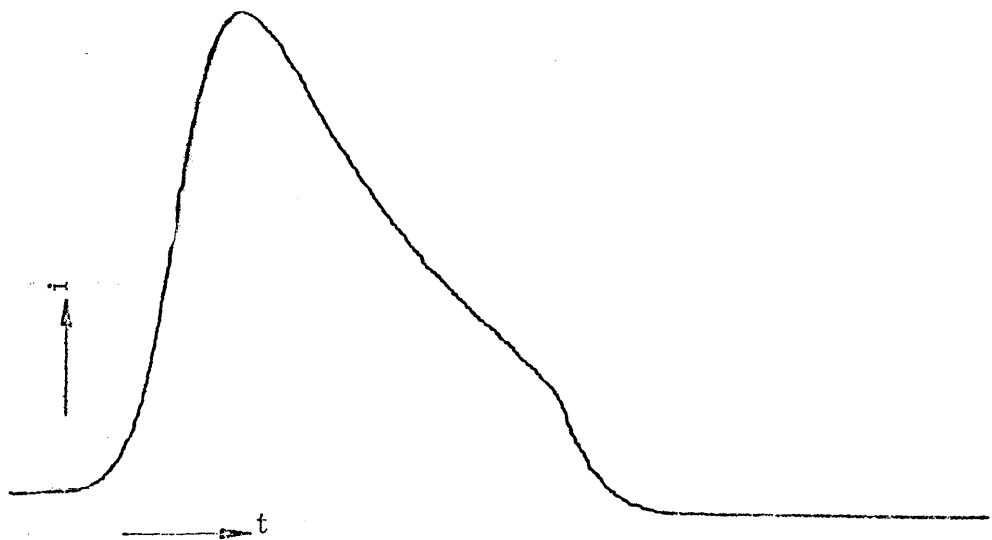
Transistor 9, $R_X = 50 \Omega$ $T = 29.2^\circ\text{C}$ $C = 250 \text{ pF}$ 80 mA/dm ,
 100 nsek/dm

Fig. 21f



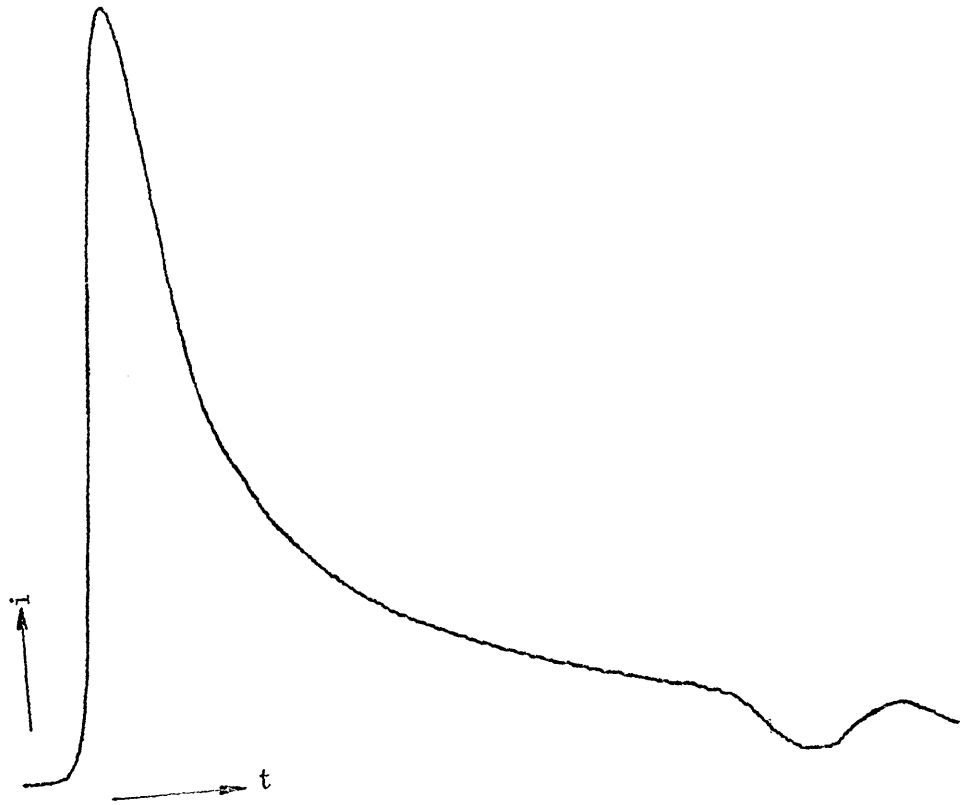
Transistor 10 $R_X = 0$ $T = 26^\circ\text{C}$ $C = 250 \text{ pF}$, 80 mA/dm ,
 40 nsek/dm

Fig. 21g



Transistor 10 $R_X = 50 \Omega$ $T = 29.5^\circ\text{C}$ $C = 250 \text{ pF}$,
 40 mA/dm , 100 nsek/dm

Fig. 21h



Transistor 5 $R_x = 0$ $T = 29.3^\circ\text{C}$ $C = 50 \text{ pF}, 80 \text{ mA/dm},$
10 nsek/dm

Fig. 21i

HOOFSTUK 6

BESPREKING VAN RESULTATE

6.1 Piekstroom

Transistor No.	I_p (mA) Bereken m.b.v. V_p uit $M(V)\alpha_o(V) = 1$	I_p (mA) Gemeet
4	218	340
5	167	320
8	169	304
9	325	300
10	227	256

Soos te sien is in bostaande tabel is daar behalwe vir 9 en 10 nie 'n baie goeie ooreenstemming tussen die berekende en gemete waardes nie. Dit is ook vir hierdie twee transistors dat die verskil tussen Q_{sp} en die benaderde waarde (Q'_3) nie baie groot is nie. Vir die ander sal die werklike waardes van Q_{sp} 'n nog groter verskil in waarde van I_p gee.

'n Moontlike rede vir die verskille kan wees dat V_p te laag bereken is. 'n Hoër V_p sal 'n nouer basis beteken. Aangesien Q_{sp} nie veel beïnvloed sal word nie sal I_p hoër en dus nader aan die gemete waarde wees.

Die vervanging van $1 - \gamma_o C/(C+C_{Cp})$ met $(1 - \alpha_o)$ kan 'n groot fout veroorsaak. Indien aangeneem word (soos reeds gedoen) dat $1 - \alpha_o$ netso verander met spanning soos die laestroom $(1 - \alpha_1)$ sal $(1 - \alpha_o)$ by $W^2 = 0$ dieselfde wees as $(1 - \gamma_o)$ (d.w.s. $\beta_o =$ hoëstroom $\beta = 1$). Dus kan γ_o gekry word, met

$C/(C+C_{Cp})$ vermenigvuldig word, en so kan $1 - \gamma_0 C/(C+C_{Cp})$ gekry word. Omdat dit feitlik onafhanklik is van W^2 sal 'n horisontale lyn daardeur getrek word om die punt te bepaal waar dit die $(V_C/V_B)^n$ -lyn kruis (Fig. 16).

Omdat C_{Cp} net bereken kan word as V_p bekend is kan met probeer-en-toets-metodes die regte waarde van V_p gekry word.

As eerste probeerslag is V_p as $\approx V_B/3$ geneem vir die bepaling van C_{Cp} , en die volgende waardes vir V_p verkry.

Transistor No.	V_p (volt) uit $M(V)\propto_0(V)=1$	V_p (volt) as funksie van $1 - \gamma_0 C/(C+C_{Cp})$	V_p (volt) deur integrasie	$2V_B/3$ (volt)
4	41.2	49.8	56.6	55.1
5	37.1	45.5	53.2	53.7
8	32.0	39.0	53.7	53.5
9	30.7	32.5	57.9	57.0
10	21.6	27.5	45.4	46.0

Vir transistor 4:

$$\begin{aligned}
 C_{Cp} &= 2.57 (3/2)^{1/2.03} \\
 &= 2.57 \times 1.22 \\
 &= 3.16 \text{ pF}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 1 - \propto_0 &= 59.9 \times 10^{-3} \text{ by } W = 0 \\
 \therefore \gamma_0 &= 1 - 59.9 \times 10^{-3}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \gamma_o C / (C + C_{Cp}) &= (1 - 59.9 \times 10^{-3})(1 - 3.16/53.16) \\ &\approx 1 - (59.9 \times 10^{-3} + 3.16/53.16) \\ \therefore 1 - \gamma_o C / (C + C_{Cp}) &\approx 59.9 \times 10^{-3} + 3.16/53.16 \\ &\approx 119.3 \times 10^{-3} \end{aligned}$$

In dié geval is dit dus feitlik 'n verdubbeling. Indien I_p soos voorheen bereken word maar met die nuwe waarde van V_p sal die waardes soos aangedui in die eerste kolom van die volgende tabel verkry word. Hierdie resultate sal nog ietwat verbeter vir transistors 4, 5, 8 en 10 indien in ag geneem word dat γ_o ook toeneem met spanning.

Shockley²¹ het aangetoon dat die maksimum waarde van dv/dt , d.w.s. maksimum stroom behoort voor te kom wanneer die spanning ongeveer $V_B/3$ d.w.s. tot by $2 V_B/3$ geval het.

Wanneer die stroompuls geïntegreer word met betrekking tot tyd vanaf $i = 0$ tot by $i = I_p$, word die hoeveelheid lading waarmee die kapasitor ontlai het, verkry. Gedeel deur C gee dit die spanningsval, wat van V_o afgetrek word om die spanning V_p te kry. Die ooreenstemming met $2 V_B/3$ is besonder goed.

Die waardes van stroom met hierdie waarde van V_p bereken word hieronder vergelyk.

Vir transistor 4:

$$\begin{aligned} V_p &= 56.6 \text{ volt} \\ W_p^2 &= 27 \mu^2 \\ Q_1 &= (1 - \gamma_o) C (V_o - V_p) \\ &= 59.9 \times 10^{-3} \times 50 \times 10^{-12} (74 - 55.1) \\ &= 56.5 \text{ pC} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Q_2 &= C_{CB} V_B \left\{ (V_o/V_B)^{1-1/p} - (V_p/V_B)^{1-1/p} \right\} / (1-1/p) \\
 &= 2.57 \times 10^{-12} \times 82.6 (.945 - .814) \\
 &= 27.8 \text{ pC}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Q_3 &= C V_B \left\{ (V_o/V_B)^{n+1} - (V_p/V_B)^{n+1} \right\} / (n+1) \\
 &= 50 \times 10^{-12} \times 82.6 (.574 - .133) / 4.99 \\
 &= 365 \text{ pC}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Q_4 &= C_{CB} V_B \left\{ (V_o/V_B)^{n+1-1/p} - (V_p/V_B)^{n+1-1/p} \right\} / (n+1-1/p) \\
 &= 2.57 \times 10^{-12} \times 82.6 (.606 - .162) / 4.5 \\
 &= 20.9 \text{ pC}
 \end{aligned}$$

$$Q_{sp} = 302 \text{ pC.}$$

Die totale kollektorstroom word geneem as M_p kere die holte-stroom.^{26,27,3}

$$\begin{aligned}
 M_p &= 1 / \left\{ 1 - (V_p/V_B)^n \right\} \\
 &= 1.247
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I_p &= 197.2 \times 10^{-4} \times 302 \times 10^{-12} \times 1.247 / 27 \times 10^{-12} \\
 &= 275 \text{ mA.}
 \end{aligned}$$

Transistor No.	I_p (mA) Bereken uit Q_3 en V_p as funksie van $1 - \gamma_o C / (C + C_{Cp})$	I_p (mA) Bereken uit Q_{sp} en $V_p = 2 V_B / 3$	I_p (mA) Gemeet	I_p (mA) Bereken uit Q'_3 en $V_p = 2 V_B / 3$
4	284	275	340	347
5	218	196	320	287
8	200	235	304	277
9	334	434	300	465
10	244	277	256	302

Dit is opgemerk dat die benadering

$$\begin{aligned}
 Q'_3 &= C V_B (V_o/V_B)^{n+1} / (n+1) \\
 &\approx Q_{sp}
 \end{aligned}$$

soos gedoen deur Hamilton e. a. 'n lading gee wat ongeveer 30% te hoog is in alle gevalle. Die vermenigvuldigingsfaktor is ≈ 1.3 in alle gevalle. 'n Metode wat baie rekenwerk sou spaar en eintlik beter resultate gee is soos volg

$$I_p = 2 \text{ Deff. } Q_3' / W_p^2$$

waar W_p by $2 V_B/3$ geneem word.

Dus word Q_3' in plaas van $Q_{sp} \cdot M_p$ gebruik. Hierdie metode kom neer op dieselfde metode as wat Hamilton gebruik het behalwe dat V_p as $2 V_B/3$ geneem word in stede van dit uit 'n oplossing van $M(V) \propto_o(V) = 1$ te bereken.

Vir transistor 4:

$$Q_3' = 476 \text{ pC}$$

$$I_p = 197.2 \times 10^{-4} \times 476/27$$

$$= 347 \text{ mA.}$$

Die teoreties-korrekte waarde van V_o/V_B is moeilik om te bepaal. V_o (by 0.5 mA) en V_B (by 10 mA geneem) sluit nie dieselfde hoeveelheid weerstandswaarde in nie. As V_B by 'n ander stroom geneem word, sal sy waarde effens anders wees aangesien die helling van I_C teenoor V_C by 10 mA nog duidelik waarneembaar is.

Die dissipasie in die transistors gedurende ossillasies is nie bepaal nie maar daar is gevind dat 'n wye verandering in periode, deur die kollektorspanningsbron te verstel, nie die golfvorm noemenswaardig verander nie.

6.2 Stygtvd

Die waarde van t_1 soos bereken met $V_p = 2 V_B/3$ word hier vergelyk met die gemete waardes en die waardes soos vir V_p volgens $M(V) \propto_o(V) = 1$.

Transistor No.	t_1 (nsek) bereken vir V_p uit $M(V) \propto_o (V) = 1$	t_1 (nsek) bereken vir $V_p = 2 V_B / 3$	t_1 (nsek) gemeet
4	4.4	2.7	3.2
5	4.4	2.5	3.0
8	10.3	6.3	7.2
9	18.1	12.0	18
10	20	15.0	16

Ook uit die waardes van stygtyd blyk dat $V_p = 2 V_B / 3$ beter waardes vir die stygtyd gee behalwe in die geval van transistor 9.

Die induktansie van die baan is bereken uit die ossillasies by afskakeling en gevind as 40 nH. Die spanning oor hierdie induktansie met die stygtyd en amplitude vir transistor 4 is, $V_L = 40 \times 10^{-9} \times 340 \times .8 \times 10^{-3} / 3.2 \times 10^{-9} = 3.4$ volt.

In vergelyking met V_o tot V_p , d.w.s. 74 tot 55 volt behoort dit nie 'n baie groot invloed op die stygtyd te hê nie. Die neiging sal egter wees om dit langer te maak.

6.3 C_k

Volgens die berekenings getoon in Hoofstuk 4 is die waardes van C_k soos volg:

Transistor No.	C_k (pF)
4	1.52
5	2.62
8	2.61
9	1.38
10	2.04

Dit is gevind dat alle transistors (behalwe 5 wat nie getoets is nie) ossilleer sonder enige eksterne kapasitor. Die spreikapasitansie van die baan is vervolgens gemeet. Dit was 3.4 pF, wat dus genoeg was om al die transistors te laat ossilleer.

Die fout veroorsaak deur δ as een te neem kan nie meer as 4% wees nie, volgens die waardes $1 - \alpha_1$ wat gemeet is (Fig. 15)

6.4 C_{min}

Transistor No.	C_{min} (pF) Bereken	C_{min} (pF) Gemeet
4	38.6	11
8	48.5	55
9	33.5	30
10	48.1	60

Redelike ooreenstemming word verkry behalwe vir transistor 4. Dit mag deels wees as gevolg van verbyskiet. Aangesien transistor 4 vinniger skakel as die

ander sal dit van meer belang wees as by die ander. Die totale kapasitansie in die baan is ook eintlik 14.4 pF as spreikapasitansies in ag geneem word.

6.5 t_2

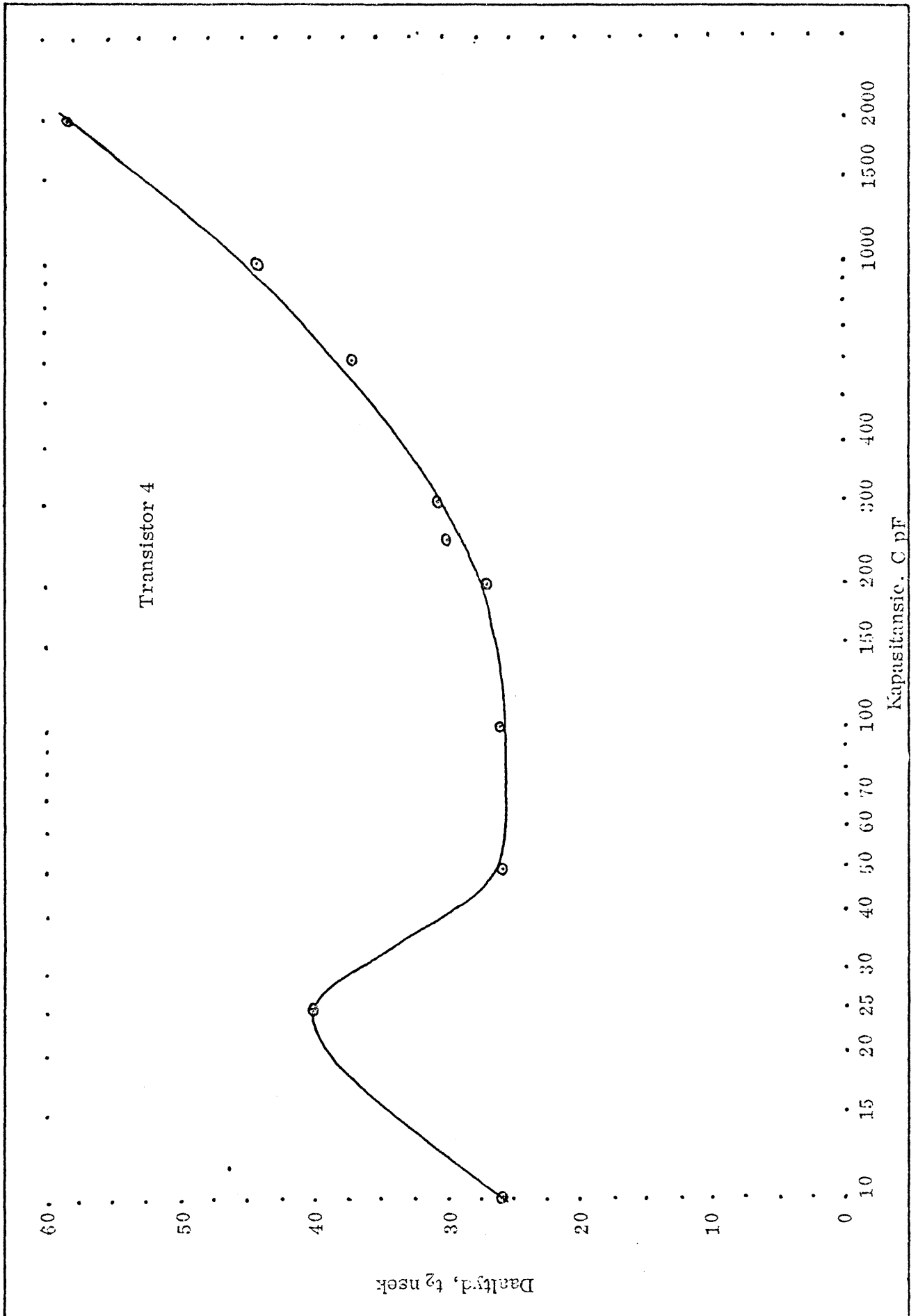
Daaltye soos bereken op twee maniere (aangedui in die volgende tabel) word vergelyk met die gemete waardes.

Transistor No.	t_2 (nsek) bereken met V_p uit $M(V)\alpha_o(V)=1$	t_2 (nsek) bereken met $V_p = 2 V_B/3$	t_2 (nsek) gemeet
4	32.3	33.2	26
5	44.7	48.3	-
8	39.6	57.4	70
9	40.4	71.2	92
10	33.5	73.0	110

Die daaltye soos bereken met $V_p = 2 V_B/3$ is baie nader aan korrek maar nogtans laag. 'n Fout kan by die metode van meet aanwesig wees. Soos gedefinieer en bereken, is die daaltyd die tyd wat dit die spanning neem om van V_p na nul te val. Weens praktiese probleme is die valtyd gemeet vanaf I_p tot by $i = 0$. Vanweë die lading wat in die basis gestoor word kan die stroom nog aanhou vloei nadat V_C reeds nul is. Dit sal dan 'n langer daaltyd gee as wat werklik die geval is.

Daaltyd as funksie van eksterne kapasitor is gemeet en in die volgende grafieke aangedui. In alle gevalle is gevind dat daar 'n gebied is waar t_2 onafhanklik van C is soos voorspel uit vergelyking (15). Hierdie gebied

Fig. 22a



Kapasitansie, C pF

Daalyd, t_2 nsek

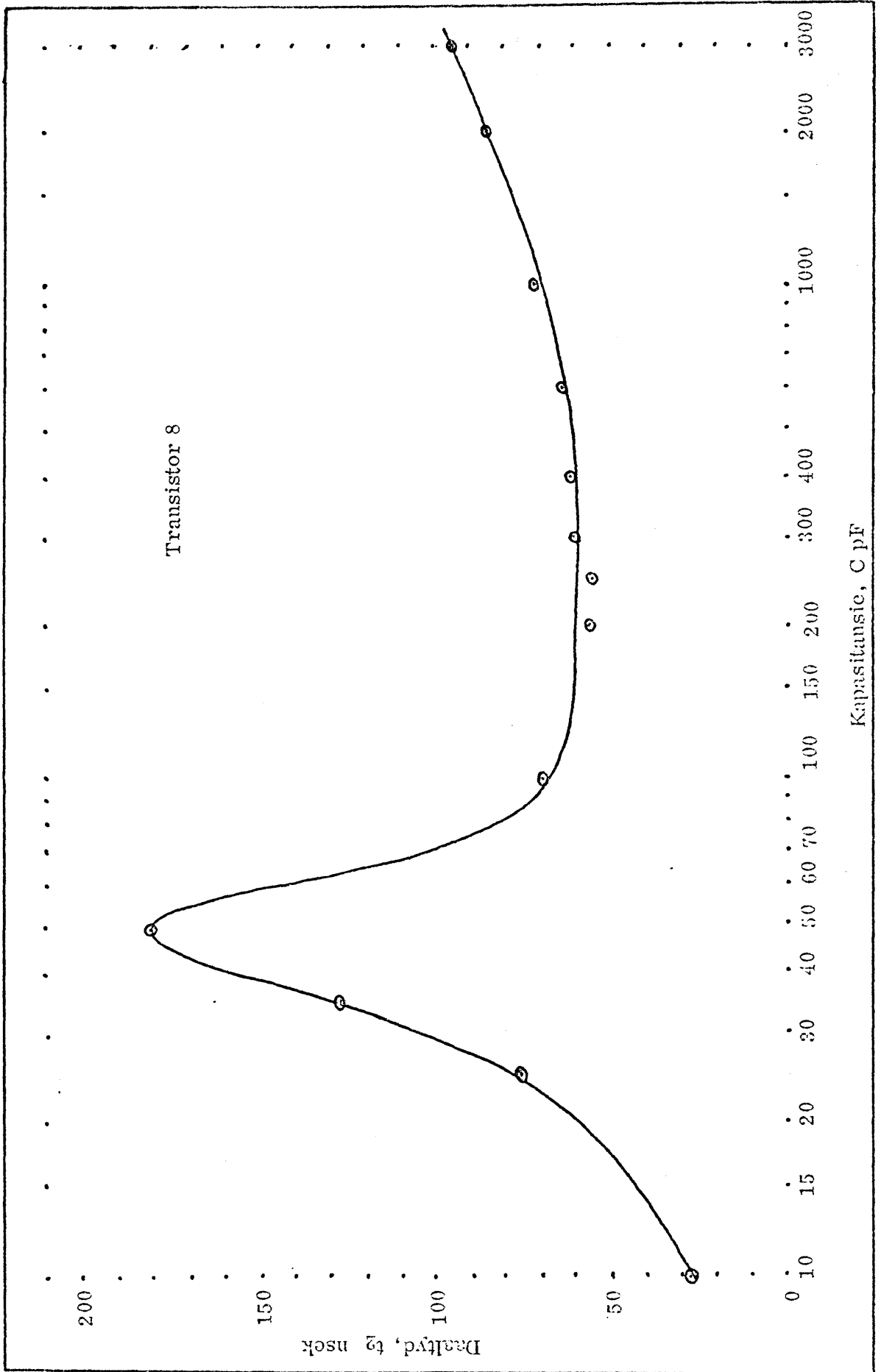


Fig. 22b

Fig. 22c

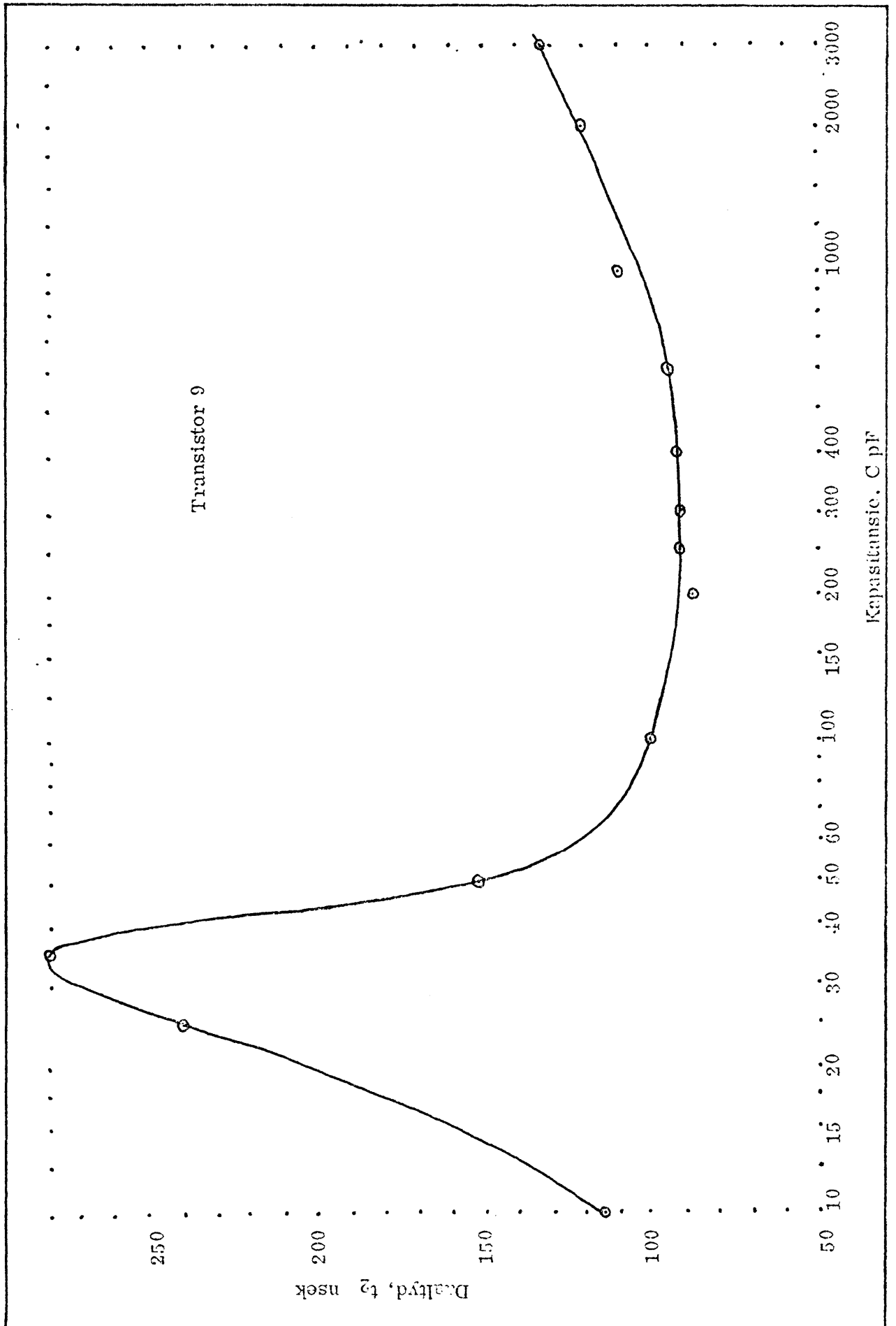
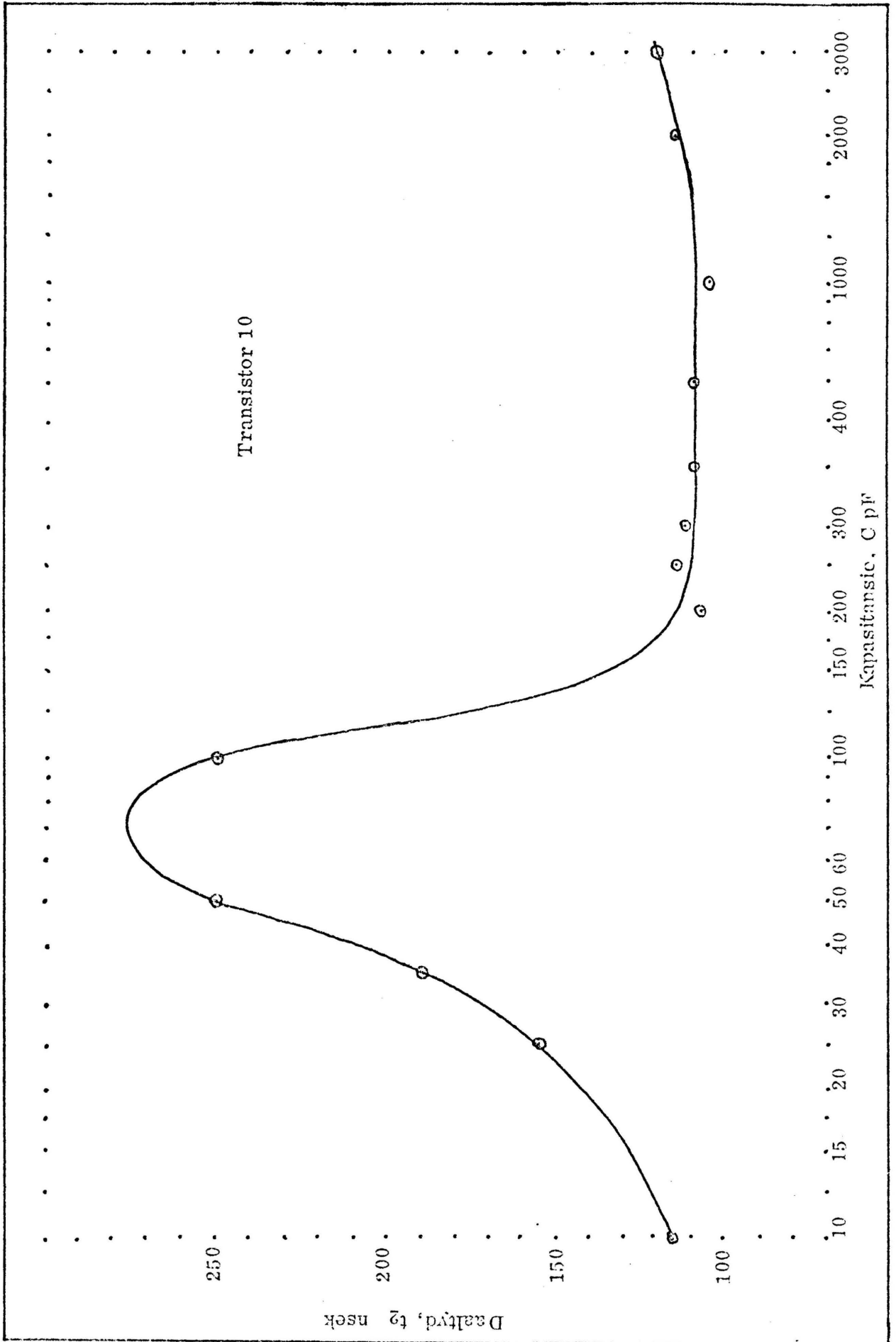


Fig. 22d



verteenwoordig ook die minimum waarde van t_2 behalwe by baie lae waardes van C (en dus I_p) waar die daaltyd weer laag is.

6.6 I_p , t_1 en t_2 met 'n weerstandslas

Gemete en berekende waardes word in die volgende tabel vergelyk.

Transistor No.	I_{pR}/I_p Bereken	I_{pR}/I_p Gemeet	t_{1R}/t_1 Bereken	t_{1R}/t_1 Gemeet	t_{2R}/t_2 Gemeet
4	.461	.62	1.19	.85?	1.54
8	.506	.45	1.14	2.2	1.31
9	.412	.59	1.70	1.39	1.42
10	.470	.39	1.36	2.5	1.55

Daar is maar 'n baie swak korrelasie tussen die berekende en gemete waardes maar dit dui darem op die orde grootte van verslegting wat verwag kan word.

BYLAAG A

. RELAKSASJETYD*

Wanneer 'n ongeneutraliseerde lading skielik op 'n punt in 'n vaste stof veroorsaak word deur bv. injeksie, ontstaan 'n veld wat sal neig om dit te neutraliseer. Volgens Gauss se wet is:

$$\oint_S E_n dS = Q/\epsilon$$

E_n is die komponent van die elektriese veld wat loodreg is op die oppervlakte wat die ongeneutraliseerde lading Q insluit. ϵ is die diëlektriese permittiwiteit.

Die elektriese veld veroorsaak 'n stroomdigtheid $J_n = \sigma E_n$ waar σ = konduktiwiteit

$$\therefore \oint_S J_n dS = \sigma \oint_S E_n dS$$

Volgens die Wet van ladingebewoud is:

$$\begin{aligned} dQ/dt &= - \oint_S J_n dS \\ &= - \sigma \oint_S E_n dS \\ &= - \sigma Q/\epsilon \end{aligned}$$

$$\text{of } dQ/dt + (\sigma/\epsilon)Q = 0$$

Die oplossing van hierdie differensiaalvergelyking is:

$$Q = Q_0 e^{-(\sigma/\epsilon)t}$$

waar Q_0 die ongeneutraliseerde lading by $t = 0$ is.

In die basis van 'n germanium-transistor is:

* P.E. Gray Introduction to Electronics, John Wiley, 1967.

$$\sigma \approx 1.0 \text{ siemen/cm}$$

$$\epsilon = 16 \times 8.85 \times 10^{-14} \text{ farad/cm}$$

$$\epsilon/\sigma \approx 1.4 \text{ psek}$$

= relaksasietyd.

BYLAAG B

BEPALING VAN BASISWYDTE

Met rekombinasie nagelaat en $\gamma = 1$ is die emittorstroom:

$$I_E = q D_h p_o 'W \text{ amp/cm}^2$$

waar p_o = holtekonsentrasie by die emittorvlak.

Die lading in die basis is:

$$Q_s = 1/2 q p_o W \text{ coulomb/cm}^2$$

Die ladingsgedefineerde looptyd is:

$$\begin{aligned} \mathcal{T} &= Q_s/I_E = q p_o W^2/2 q p_o D_h \\ &= W^2/2 D_h \text{ sek.} \end{aligned}$$

Die ingangskonduktansie vir gemeenskaplike basis is:

$$\begin{aligned} g_{ee} &= d I_E /d V_{EB} \\ \text{en } p_o &= p_b (e^{q V_{EB}/kT} - 1) \end{aligned}$$

waar p_b = ekwilibrium-holtekonsentrasie in die basis

$$\text{dus } g_{ee} = (q D_h /W)(dp_o /d V_{EB})$$

Die diffusiekapasitansie van die "intrinsieke transistor" is:

$$\begin{aligned} C_{de} &= d Q_s /d V_{EB} = (q W/2)(dp_o /d V_{EB}) \\ \therefore C_{de}/g_{ee} &= W^2/2 D_h = \mathcal{T} \end{aligned}$$

Die ekwivalente stroombaan vir die transistor is soos volg:

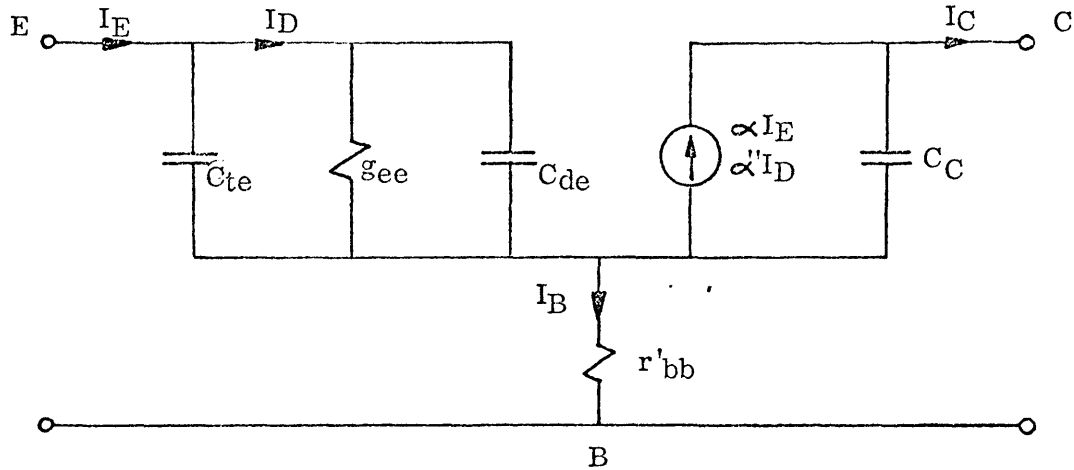


Fig. B1

Uit die bostaande baan is

$$\alpha'' I_D = \alpha I_E$$

$$\begin{aligned}
 \text{maar } I_D &= I_E (1/j\omega C_{te}) / \{1/j\omega C_{te} + 1/(g_{ee} + j\omega C_{de})\} \\
 &= I_E (g_{ee} + j\omega C_{de}) / \{g_{ee} + j\omega(C_{de} + C_{te})\} \\
 &= I_E (1 + j\omega \mathcal{T}) / \{1 + j\omega(\mathcal{T} + C_{te}/g_{ee})\}
 \end{aligned}$$

Volgens Das en Boothroyd²² kan dit benader word soos volg wanneer by lae frekwensies, $\omega \ll 1/\mathcal{T}$ gewerk word.

$$\begin{aligned}
 I_D &\approx I_E / \{1 + j\omega(\mathcal{T} + C_{te}/g_{ee})\} \\
 \therefore \alpha / \alpha'' &= I_D / I_E = 1 / \{1 + j\omega(\mathcal{T} + C_{te}/g_{ee})\}
 \end{aligned}$$

Om die looptyd te meet is die volgende baan gebruik (ook volgens Das en Boothroyd).

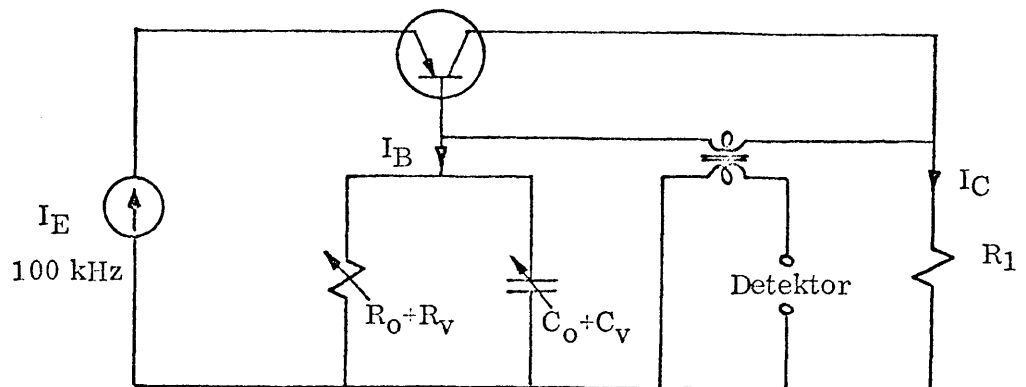


Fig. B2

By balans is

$$I_C \cdot R_1 = I_B (R_o + R_v) / \left\{ 1 + j\omega (C_o + C_v)(R_o + R_v) \right\}$$

maar $I_C = \alpha I_B / (1 - \alpha)$

$$(1/\alpha) - 1 = R_1 \left\{ 1 + j\omega (C_o + C_v)(R_o + R_v) \right\} / (R_o + R_v)$$

$$1/\alpha = (R_o + R_v + R_1) / (R_o + R_v) + j\omega (C_o + C_v) R_1'$$

$$\therefore (1/\alpha') \left\{ 1 + j\omega (\mathcal{T} + C_{te}/gee) \right\} = (R_o + R_v + R_1) / (R_o + R_v) + j\omega (C_o + C_v) R_1$$

$$\alpha' = (R_o + R_v) / (R_o + R_v + R_1)$$

$$\mathcal{T}' = \mathcal{T} + C_{te}/gee = \alpha' (C_o + C_v) R_1$$

$$= (C_o + C_v)(R_o + R_v) R_1 / (R_o + R_v + R_1)$$

$$= \mathcal{T} + C_{te} \cdot (k_T / q I_E)$$

BYLAAG C

LYS VAN APPARAAT WAT GEBRUIK IS

A. Generators:

- (1) Philips tipe PM 5710 pulsgenerator
Styg- en valtyd ≤ 25 nsek.
+5V, -5.4V piek tot piek $\pm 5\%$ in 135Ω
Pulswydte 200 nsek tot 200msek
- (2) "Datapulse" model 102/54
Stygyd 10 nsek tot 500 nsek verstelbaar
+70V, -125V oopbaan 50V in 50Ω
Pulswydte 50 nsek tot 10 msek
Frekwensie: 2 Hz tot 3 MHz
- (3) Muirhead Wigan Dekade-Ossillator
Frekwensie: 10 Hz-31.2 kHz
Frekwensiestabiliteit beter as $\pm 0.02\%$ per uur
Frekwensiefout $\leq 0.3\%$

B. Detektors:

- (1) General Radio tipe 1231-B Versterker en Nuldetektor vir gebruik by kapasitorbrug
Ingangsimpedansie: $1\text{ M}\Omega$ tot $10\text{ M}\Omega$ soos verswakking verhoog word, met 20 pF in parallel
Sensitiwiteit: $< 100\mu\text{V}$ vir 10% meteruitwyking by 1 kHz
Filter afgestem by 1 kHz
- (2) Brüel en Kjaer
Sensitiwiteit: $15\mu\text{V}$ volskaal
Frekwensie: 20 kHz-30 MHz
Ingangsimpedansie: $2\text{ M}\Omega//12\text{ pF}$

C. Brugmeters:

- (1) General Radio tipe 716-C Kapasitansiebrug

Akkuraatheid: Bo 25 pF, 0.8 pF of 0.1% watter ook al die grootste is.

Onder 25 pF, verander die fout lineêr vanaf 0.8 pF tot by 0.1 pF.

- (2) Siemens Weerstandbrug

Akkuraatheid: 1%, $\pm 5 \text{ m}\Omega$ maks.

Bereik: 40 m Ω tot 50 k Ω

D. Registreerder:

Scientific Furnishings Model XY-1P „Autoplotter“

Ingangsweerstand: 120 k Ω

Akkuraatheid: $\pm 0.25\%$

Herhaalbaarheid: $\pm 0.1\%$

Stygtyd: 1 sek

Sensitiwiteit: 0.4 mV/cm maks.

E. Ossilloskope:

- (1) Philips tipe GM5603 Wyeband, differensiële ingang

Sensitiwiteit: 50 mV/cm $\pm 3\%$ met katodevolgertipe tasters
(0.5 M Ω // 7 pF ingangimpedansie)

Stygtyd: 25 nsek

Verbyskiet: $\leq 0.5\%$ vir pulse met stygtye wat ≥ 20 nsek is

Tydbasis: 200 nsek/cm minimum met 3 tot 6% toleransie

- (2) Tektronix tipe 536:

Stygtyd van hoofversterkers 30 nsek

Tipe H inpropversterker :

Stygtyd: 37 nsek

Sensitiwiteit: 5 mV/cm $\pm 3\%$

Ingangimpedansie: 1 M Ω // 47 pF

Tipe CA inpropversterker:

Stygtyd: 35 nsek

Sensitiwiteit: 50 mV/cm \pm 3%

Ingangsimpedansie: 1 M Ω //20 pF

(3) Tektronix tipe 661 Monsterosilloskoop

Uitgangseine vir registreerder: 200 mV/cm \pm 3%

Kalibreerseine: 1 mV tot 1000 mV, 0.01 μ sek/siklus tot
10 μ sek/siklus

Registreertempo met die hand of 5 tot 8 sek./cm.

Tipe 4S3 inpropeenheid :

Stygtyd: \leq 350 psek

Sensitiwiteit: 2 mV/cm \pm 4.5%

Ingangsimpedansie: 100 k Ω // 2 pF

Tipe 5T1A tydbasis (inpropeenheid):

Eksterne snellering 5 tot 250 mV

0.3 nsek/cm \pm 3%

Tipe C T-1 stroomtransformator :

Sensitiwiteit: 5 mV/mA in 50 Ω -las

Stygtyd: \leq 350 psek

Invoegimpedansie: 1 Ω //5 μ H met 50 Ω -las

Seinvertraging: 2.8 nsek

Tipe VP-1 spanningsverbinding aan 'n 50 Ω -kabel :

Refleksie 3%

Tipe 113 Vertraaglyn 60 nsek :

Stygtyd: 0.1 nsek

Impedansie: 50 Ω

F. Volt- en ammeters

(1) Avometer Model 8

Bereik: 2.5 tot 1000 V

Impedansie: 20,000 Ω /volt

(2) Comark 130S Elektroniese Multimeter

Akkuraatheid: g.s. 2%, w.s. 3%

Bandwydte: 20 Hz-200 kHz

Temperatuurverandering: 0.1%/°C

Ingangsimpedansie: g.s. 1 M Ω /volt

(voltmeter) w.s. 1 M Ω /volt, 30 pF

Spanningsval: < 20 mV g.s. en w.s.

(ammeter)

(3) Philips PM 2400 Elektroniese Multimeter

Akkuraatheid: $\pm 3\%$ onder 500 Hz

$\pm 5\%$ bo 500 Hz

Ingangsimpedansie: $\geq 1\text{M}\Omega$ /volt

(voltmeter)

Spanningsval: 100 mV

(ammeter)

BYLAAG D

EKSPERIMENTELE EN VERWERKTE RESULTATE

$D_1 : C_C$ as funksie van V_C (Seksie 3.1, Fig. 5.)

Transistor 4: Serieweerstand = $2.15 \text{ M}\Omega = R_s$

$T = 20^\circ\text{C}$ $C' = 421.9 \text{ pF}$ $D' = -0.002$

Seinspanning 973 Hz V_s volt	Gelyk- spanning V volt	Ammeter- lesing $I_C / \mu\text{A}$	Kollektor- kapasitansie C pF	Dissipasie- faktor D
1	2	0.57	397.4	0.0175
2	4	0.6	408	0.0041
5	10	0.7	413.8	0.0018
5	20	0.9	416.8	0.0024

Verwerkte resultate vir transistor 4. R_p is die effektiewe parallele weerstand vir C_C .

$V_{BC} = V - I_A \cdot \bar{R}_s$ volt	$\log V_{BC}$	$C_C = C' - C$ pF	$\log C_C$	R_p $\text{M}\Omega$
0.775	-0.1107	24.5	1.3892	20.4
2.71	0.433	13.9	1.1430	65.2
8.49	0.9289	8.1	0.9085	104.8
18.07	1.2569	5.1	0.7076	90.5

Transistor 5: ($R_s = 2.15 \text{ M}\Omega$)

$T = 20^\circ\text{C}$ $C'_s = 422 \text{ pF}$ $D' = -0.0021$

V_s volt (973 Hz)	V volt	$I_C / \mu\text{A}$	C pF	D
1	2	0.48	398.3	0.0045
2	4	0.5	407.6	0.0018
5	10	0.6	413.4	0.0006
5	20	0.8	416.6	0.0008

V_{BC} volt	$\log V_{BC}$	C_C pF	$\log C_C$	$R_p \text{ M}\Omega$
0.97	-0.0132	23.7	1.3747	60.4
2.93	0.4669	14.4	1.1584	102
8.71	0.9400	8.6	0.9345	148
18.28	1.262	5.4	0.7324	138

Transistor 8: ($R_s = 1 \text{ M}\Omega$)

$T = 31.5^\circ\text{C}$ $C' = 1015.5 \text{ pF}$ $D' = -0.0003$

V_s volt (998 Hz)	V volt	I_C μA	C pF	D
1	4	2.18	998	0.0145
4	7	2.3	1003.4	0.0107
6	10	2.45	1005.7	0.0095
6	15	2.76	1007.8	0.0090
6	20	3.0	1008.7	0.0096
6	25	3.32	1009.3	0.0118

V_{BC} volt	$\log V_{BC}$	C_C pF	$\log C_C$	$R_p \text{ M}\Omega$
1.82	0.2601	17.5	1.243	10.62
4.7	0.6721	12.1	1.0828	14.3
7.55	0.8779	9.8	0.9912	16.0
12.24	1.0878	7.2	0.8573	16.9
17.0	1.2304	6.2	0.7924	15.9
21.68	1.3361	5.6	0.7482	13.0

Transistor 9: ($R_s = 1 \text{ M}\Omega$)

$T = 32.2^\circ\text{C}$ $C' = 1015.4 \text{ pF}$ $D' = -0.0003$

V_s volt (998 Hz)	V volt	I_C μA	C pF	D
1	4	2	998.0	0.0137
3	7	2.18	1004.0	0.0072
6	10	2.3	1006.0	0.00515
6	15	2.5	1008.2	0.0039
6	20	2.62	1009.2	0.0028
6	25	2.78	1009.8	0.0029

V_{BC} volt	$\log V_{BC}$	C_C pF	$\log C_C$	$R_p \text{ M}\Omega$
2	0.3010	17.4	1.2405	11.22
4.82	0.6830	11.4	1.0569	21.0
7.7	0.8865	9.4	0.9731	28.9
12.5	1.0969	7.2	0.8573	37.4
17.38	1.240	6.2	0.7924	50.8
22.22	1.3468	5.6	0.7482	49.1

Transistor 10: ($R_s = 1 \text{ M}\Omega$)

$$T = 32.2^\circ\text{C} \quad C' = 1015.4 \text{ pF} \quad D' = -0.0003$$

V_s volt (998 Hz)	V volt	I_C μA	C pF	D
1	3	1.58	992.6	0.0099
1	4	1.6	997.3	0.0075
3	7	1.72	1002.5	0.00475
6	10	1.8	1004.7	0.00385
6	15	1.98	1007.0	0.0043
5.5	20	2.1	1007.9	0.0069
5.5	25	2.2	1008.6	0.0088

V_{BC} volt	$\log V_{BC}$	C_C pF	$\log C_C$	R_p $\text{M}\Omega$
1.42	0.1523	22.8	1.3579	15.4
2.4	0.3802	18.1	1.2577	20.2
5.28	0.7226	12.9	1.1106	31.1
8.2	0.9138	10.7	1.0294	37.9
13.02	1.1145	8.4	0.9243	34.2
17.9	1.2529	7.5	0.8751	21.8
22.8	1.3579	6.8	0.8325	17.3

D2: Looptyd \mathcal{T} en basiswydte W as funksie van kollektorspanning. (Seksie 3.2, Fig. 9 met $R_1 = 33.6\Omega$.)

Transistor 4: $V_C = 2.5 \text{ V}$ $T = 22^\circ\text{C}$

I_E mA	$(R_o + R_v)$ $\text{k}\Omega$	$(C_o + C_v)$ pF	$1/I_E$ mA^{-1}	\mathcal{T}' nsek
0.0625	1.6	962	16	31.7
0.100	1.7	756	10	24.9
0.125	1.8	687	8	22.7
0.250	2.03	588	4	19.4
0.500	2.3	515	2	17.1
1.00	2.6	460	1	15.3
2.00	2.85	433	0.5	14.4
4.00	3.05	407	0.25	13.5
8.00	3.05	404	0.125	13.4

$$V_C = 5V \quad T = 22^\circ C$$

I_E mA	$(R_o + R_v)$ k Ω	$(C_o + C_v)$ pF	$1/I_E$ mA $^{-1}$	τ' nsek
0.0625	1.7	901	16	29.7
0.100	1.81	676	10	22.3
0.125	1.92	625	8	20.6
0.250	2.2	528	4	17.5
0.500	2.45	453	2	15.0
1.00	2.85	407	1	13.5
2.00	3.15	393	0.5	13.1
4.00	3.35	374	0.25	12.5
8.00	3.4	364	0.125	12.1

$$V_C = 10 V \quad T = 20^\circ C$$

I_E mA	$(R_o + R_v)$ k Ω	$(C_o + C_v)$ pF	$1/I_E$ mA $^{-1}$	τ' nsek
0.0625	1.82	776	16	25.6
0.100	2.0	625	10	20.6
0.125	2.1	585	8	19.4
0.250	2.4	457	4	15.2
0.500	2.8	403	2	13.4
1.00	3.2	360	1	12.0
2.00	3.55	347	0.5	11.5
4.00	3.81	333	0.25	11.1
8.00	3.82	327	0.125	10.9

$$V_C = 20 V \quad T = 20.5^\circ C$$

I_E mA	$(R_o + R_v)$ k Ω	$(C_o + C_v)$ pF	$1/I_E$ mA $^{-1}$	τ' nsek
0.0625	2.7	668	16	22.2
0.100	2.92	528	10	17.5
0.125	3.1	493	8	16.4
0.250	3.7	364	4	12.1
0.500	4.5	324	2	10.8
1.00	5.2	292	1	9.8
2.00	5.75	273	0.5	9.1
4.00	7.0	266	0.25	8.9
8.00	6.9	277	0.125	9.3

τ nsek	W μ	V_C volt	$\sqrt{V_C}$
15	12.15	2.5	1.58
13.1	11.36	5	2.24
12.6	11.13	10	3.16
9.1	9.46	20	4.47

Transistor 5: $V_C = 2.5 \text{ V}$ $T = 24^\circ\text{C}$

I_E mA	$(R_O + R_V)$ k Ω	$(C_O + C_V)$ pF	$1/I_E$ mA $^{-1}$	τ' nsek
0.0625	1.72	931	16	31.3
0.100	1.85	767	10	25.8
0.125	1.95	709	8	23.8
0.250	2.22	577	4	19.4
0.500	2.55	506	2	17.0
1.00	2.9	458	1	15.4
2.00	3.2	421	0.5	14.2
4.00	3.4	400	0.25	13.5
8.00	3.42	380	0.125	12.8

$V_C = 5 \text{ V}$ $T = 23^\circ\text{C}$

I_E mA	$(R_O + R_V)$ k Ω	$(C_O + C_V)$ pF	$1/I_E$ mA $^{-1}$	τ' nsek
0.0625	1.84	878	16	29.5
0.100	2.0	711	10	23.9
0.125	2.1	656	8	22.0
0.250	2.4	529	4	17.8
0.500	2.74	455	2	15.3
1.00	3.1	407	1	13.7
2.00	3.4	381	0.5	12.8
4.00	3.64	362	0.25	12.2
8.00	3.72	339	0.125	11.4

$V_C = 10 \text{ V}$ $T = 23.5^\circ\text{C}$

I_E mA	$(R_O + R_V)$ k Ω	$(C_O + C_V)$ pF	$1/I_E$ mA $^{-1}$	τ' nsek
0.0625	2.0	709	16	23.8
0.100	2.2	644	10	21.6
0.125	2.32	586	8	19.7
0.250	2.65	469	4	15.8
0.500	3.7	394	2	13.3
1.00	3.4	352	1	11.8
2.00	3.8	327	0.5	11.0
4.00	4.0	315	0.25	10.6

$$V_C = 20 \text{ V} \quad T = 24^\circ\text{C}$$

I_E mA	$(R_O + R_V)$ k Ω	$(C_O + C_V)$ pF	$1/I_E$ mA $^{-1}$	τ' nsek
0.0625	4.4	699	16	23.5
0.100	4.6	551	10	18.5
0.125	4.6	501	8	16.9
0.250	5.57	378	4	12.7
0.500	7.3	313	2	10.5
1.00	9.2	278	1	9.3
2.00	11.9	252	0.5	8.46
4.00	14.65	241	0.25	8.1
8.00	13.0	243	0.125	8.17

τ nsek	W μ	V_C volt	$\sqrt{V_C}$
15.2	12.23	2.5	1.58
13.5	11.53	5	2.24
11.5	10.63	10	3.16
8.8	9.31	20	4.47

$$\text{Transistor 8: } V_C = 2.5 \text{ V} \quad T = 26.4^\circ\text{C}$$

I_E mA	$(R_O + R_V)$ k Ω	$(C_O + C_V)$ pF	$1/I_E$ mA $^{-1}$	τ' nsek
0.0625	1.58	1072.6	16	35.9
0.100	1.6	1028.6	10	34.4
0.125	1.66	975.6	8	32.7
0.250	1.84	841.6	4	28.2
0.500	2.1	767.5	2	25.8
1.00	2.31	709.5	1	23.8
2.00	2.56	664.5	0.5	22.3
4.00	2.8	628.5	0.25	21.1
8.00	2.91	585.6	0.125	19.6

$$V_C = 10 \text{ V} \quad T = 26.6^\circ\text{C}$$

I_E mA	$(R_O + R_V)$ k Ω	$(C_O + C_V)$ pF	$1/I_E$ mA $^{-1}$	τ' nsek
0.0625	2.3	902.6	16	29.9
0.100	2.1	816.6	10	27.1
0.125	2.15	770.5	8	25.5
0.250	2.37	653.5	4	21.7
0.500	2.7	590.0	2	19.6
1.00	3.2	541.6	0.5	18.0
2.00	3.4	512.6	0.5	17.1
4.00	3.75	488.6	0.25	16.3
8.00	4.0	477.5	0.125	15.9

$$V_C = 20 \text{ V} \quad T = 26.4^\circ\text{C}$$

I_E mA	$(R_O + R_V)$ k Ω	$(C_O + C_V)$ pF	$1/I_E$ mA $^{-1}$	τ' nsek
0.0625	3.3	811	16	27.0
0.100	3.1	695.5	10	23.1
0.125	3.25	644.5	8	21.5
0.250	3.8	523.6	4	17.5
0.500	4.4	463.6	2	15.5
1.00	5.3	426.3	1	14.2
2.00	6.36	403.2	0.5	13.5
4.00	7.5	390.0	0.25	13.1
8.00	9.05	395.3	0.125	13.2

τ nsek	W μ	V_C volt	$\sqrt{V_C}$
23.65	15.25	2.5	1.58
17.65	13.18	10	3.16
13.7	11.6	20	4.47

$$\text{Transistor 9: } V_C = 2.5 \text{ V} \quad T = 27.1^\circ\text{C}$$

I_E mA	$(R_O + R_V)$ k Ω	$(C_O + C_V)$ pF	$1/I_E$ mA $^{-1}$	τ' nsek
0.0625	1.17	1380	16	46.2
0.100	1.2	1298	10	43.4
0.125	1.22	1277	8	42.8
0.250	1.36	1138	4	38.1
0.500	1.5	1052	2	35.3
1.00	1.65	972	1	32.6
2.00	1.80	902	0.5	30.2
4.00	1.92	856	0.25	28.7
8.00	2.0	809	0.125	27.1

$$V_C = 10 \text{ V} \quad T = 29^\circ\text{C}$$

I_E mA	$(R_O + R_V)$ k Ω	$(C_O + C_V)$ pF	$1/I_E$ mA	τ' nsek
0.0625	1.38	1217	16	40.8
0.80	1.40	1164	12.5	39
0.100	1.41	1099	10	36.8
0.125	1.42	1060	8	35.5
0.250	1.66	927	4	31.1
0.500	1.8	848	2	28.4
1.00	2.0	789	1	26.4
2.00	2.24	742	0.5	24.9
4.00	2.43	711	0.25	23.8
8.00	2.64	697	0.125	23.4

$$V_C = 20 \text{ V} \quad T = 28^\circ\text{C}$$

I_E mA	$(R_O + R_V)$ k Ω	$(C_O + C_V)$ pF	$1/I_E$ mA $^{-1}$	τ' nsek
0.0625	1.85	1118	16	37.5
0.100	1.91	962	10	32.2
0.125	1.96	906	8	30.4
0.250	2.3	770	4	25.8
0.500	2.66	699	2	23.4
1.00	3.25	647	1	21.7
2.00	3.81	619	0.5	20.7
8.00	4.72	611	0.125	20.5

τ nsek	W μ	V_C volt	$\sqrt{V_C}$
33.3	18.1	2.5	1.58
27.4	16.42	10	3.16
21.5	14.54	20	4.47

$$\text{Transistor 10: } V_C = 2.5 \text{ V} \quad T = 29.5^\circ\text{C}$$

I_E mA	$(R_O + R_V)$ k Ω	$(C_O + C_V)$ pF	$1/I_E$ mA $^{-1}$	τ' nsek
0.0625	1.25	1341	16	44
0.100	1.4	1181	10	38.9
0.125	1.4	1128	8	37.1
0.250	1.56	979	4	32.3
0.500	1.72	887	2	29.3
1.00	2.0	825	1	27.3
2.00	2.2	778	0.5	25.8
4.00	2.43	738	0.25	24.5
8.00	2.65	690	0.125	22.9

$$V_C = 7.5 \text{ V} \quad T = 30.2^\circ\text{C}$$

I_E mA	$(R_O + R_V)$ k Ω	$(C_O + C_V)$ pF	$1/I_E$ mA $^{-1}$	τ' nsek
0.0625	1.52	1222	16	40.3
0.100	1.52	1093	10	36.0
0.125	1.6	1018	8	33.6
0.250	1.79	862	4	28.5
0.500	1.96	784	2	25.9
1.00	2.25	720	1	23.9
2.00	2.57	679	0.5	22.6
4.00	2.9	651	0.25	21.6
8.00	3.21	624	0.125	20.8

$$V_C = 15V \quad T = 30^\circ C$$

I_E mA	$(R_O + R_V)$ k Ω	$(C_O + C_V)$ pF	$1/I_E$ mA ⁻¹	τ' nsek
0.0625	1.86	1131	16	37.4
0.100	1.92	966	10	32.0
0.125	1.92	916	8	30.3
0.250	2.28	758	4	25.2
0.500	2.7	677	2	22.5
1.00	3.32	620	1	20.7
2.00	4.1	593	0.5	19.8
4.00	4.4	562	0.25	18.8
8.00	5.28	559	0.125	18.7

$$V_C = 20V \quad T = 29^\circ C$$

I_E mA	$(R_O + R_V)$ k Ω	$(C_O + C_V)$ pF	$1/I_E$ mA ⁻¹	τ' nsek
0.0625	3.75	1067	16	35.6
0.100	4.0	903	10	30.1
0.125	4.2	844	8	28.1
0.250	5.7	703	4	23.5
0.500	9.15	620	2	20.8

τ nsek	W μ	V_C volt	$\sqrt{V_C}$
27.6	16.48	2.5	1.58
23.4	15.2	7.5	2.739
20.5	14.2	15	3.873
18.6	13.53	20	4.47

D3: Bepaling van eksponent „n” in $M = 1 / \{1 - (V_C / V_B)^n\}$ (Seksie 3.3)

D3.1 Meting van $V_{\alpha m}$ (Seksie 3.3.1, Fig. 12)

Transistor No.	I_{piek} mA	Diens-siklus %	Frek. kHz	Temp. $^\circ C$	$V_{\alpha m}$ volt	Drywing mW
4	10	10	10	27.5	22.4	22.4
5	10	10	10	27.8	19.9	19.9
8	10	10	5	32	24.45	24.45
9	10	10	5	31.3	25.2	25.2
10	10	10	5	29.0	19.5	24.5

D 3.2 Meting van $\gamma\beta$ (d.w.s. α_1) by lae spannings (Seksie 3.3.2, Fig. 13)

 Transistor 4: $T = 27.6^\circ\text{C}$ $R_C = 5.05\Omega$ $I_{\text{piek}} = 10 \text{ mA}$

V_C volt	$W \mu$	$W^2 \mu^2$	$R_b \Omega$	$(1-\alpha) 10^{-3}$	Diens- siklus %	Drywing mW
1	12.87	164.5	450	11.2	74	7.4
2	12.35	152.5	482	10.5	74	14.8
3	11.95	142.7	512	9.87	74	22.2
4	11.68	136.4	535	9.44	56	22.4
5	11.4	130	556	9.08	45	22.5
7	10.92	119.2	600	8.42	32.2	22.5
10	10.3	106.1	666	7.6	22.5	22.5
15	9.5	90.25	872	5.8	15	22.5

W is verkry vanaf Fig. 11, met V_C bekend.

 Transistor 5: $T = 27.6^\circ\text{C}$ $R_C = 5.05\Omega$ $I_{\text{piek}} = 10 \text{ mA}$

V_C volt	$W \mu$	$W^2 \mu^2$	$R_b \Omega$	$(1-\alpha) 10^{-3}$	Diens- siklus %	Drywing mW
1	13.05	170.3	507	9.95	74	7.4
2	12.5	156.3	545	9.27	74	15.8
3	12.1	146.4	580	8.7	74	22.2
4	11.77	138.5	602	8.4	49.5	19.8
5	11.48	131.8	622	8.12	40	20.0
7	10.94	119.6	678	7.45	28.5	19.95
10	10.31	106.3	760	6.65	19.9	19.9
14.2	9.52	90.63	1030	4.9	13.3	18.9

 Transistor 8: $T = 32^\circ\text{C}$ $R_C = 10\Omega$ $I_{\text{piek}} = 10 \text{ mA}$

V_C volt	$W \mu$	$W^2 \mu^2$	$R_b \Omega$	$(1-\alpha) 10^{-3}$	Diens- siklus %	Drywing mW
1	15.96	254.7	781	12.8	23.3	2.33
3	15.05	226.5	878	11.4	23.3	6.99
5	14.4	207.4	950	10.5	23.3	11.65
7	13.85	191.7	1020	9.81	23.3	16.3
10	13.22	174.7	1130	8.85	23.3	23.3
15	12.3	151.3	1390	7.2	16.3	24.5

 Transistor 9: $T = 31^\circ\text{C}$ $R_C = 10\Omega$ $I_{\text{piek}} = 10 \text{ mA}$

V_C volt	$W \mu$	$W^2 \mu^2$	$R_b \Omega$	$(1-\alpha) 10^{-3}$	Diens- siklus %	Drywing mW
1	18.95	359.0	550	18.2	18.9	1.89
3	18.05	325.8	590	16.9	18.9	5.67
5	17.45	304.5	634	15.75	18.9	9.45
7	16.92	286.3	672	14.9	18.9	13.2
10	16.3	265.7	738	13.55	18.9	18.9
15	15.4	237.2	870	11.5	16.8	25.2

Transistor 10: $T = 31^{\circ}\text{C}$ $R_C = 10\Omega$ $I_{\text{piek}} = 10 \text{ mA}$

V_C volt	$W \mu$	$W^2 \mu^2$	$R_b \Omega$	$(1-\alpha) 10^{-3}$	Dienssikus %	Drywing mW
1	17	289	702	14.25	22.2	2.22
3	16.3	265.7	750	13.3	22.2	6.66
5	15.8	249.6	800	12.5	22.2	11.10
7	15.38	236.6	845	11.8	22.2	15.54
10	14.9	222.0	930	10.75	22.2	22.2

D 3.3 Meting van V_B by 10 mA in 20 mW (Seksie 3.3.3, Fig. 14)

Transistor No.	$T^{\circ}\text{C}$	V_B by 10 mA piek volt	Dienssikus %	Drywing mW	V_B by 3 mA piek (drywing dieselfde)
4	28.8	82.5	2.84	22.4	76.2
5	28.8	79	2.52	19.9	75
8	28.6	81.5	3.0	24.45	76
9	28.8	87	2.9	25.2	83
10	29.0	71	3.45	24.5	67.5

D 3.4 Meting van $1 - \alpha_0$ by hoë strome

Transistor 4: $R_C = 9.98\Omega$ $T = 29.5^{\circ}\text{C}$

$I_{C\text{piek}}$ mA	V_C volt	Dienssikus %	$R_b \Omega$	$(1 - \alpha_0) 10^{-3}$
150	1	10	315	31.7
300	1	5	167	59.7
600	1	2.5	66.2	151
150	4	2.5	380	26.2
300	4	1.25	137.5	72.5
600	4	.625	72	140

Transistor 5: $R_C = 9.98\Omega$ $T = 29.7^{\circ}\text{C}$

$I_{C\text{piek}}$ mA	V_C volt	Dienssikus %	$R_b \Omega$	$(1 - \alpha_0) 10^{-3}$
150	1	10	360	27.8
300	1	5	187	53.5
600	1	2.5	77.5	129
150	4	2.5	451	22.2
300	4	1.25	164	61.0
600	4	.625	77	130

Transistor 8: $R_C = 10 \Omega$ $T = 28.3-30.0^\circ\text{C}$

$I_{C \text{ piek}}$ mA	V_C volt	Dienssiklus %	$R_b \Omega$	$(1 - \alpha_o) 10^{-3}$
150	1	10	500	20
300	1	5	342	29.2
600	1	2.5	168	59.5
150	4	2.5	587	17.0
300	4	1.25	387	25.8
600	4	0.625	194	51.5

Transistor 9: $R_C = 10 \Omega$ $T = 31-32^\circ\text{C}$

$I_{C \text{ piek}}$ mA	V_C volt	Dienssiklus %	$R_b \Omega$	$(1 - \alpha_o) 10^{-3}$
150	1	10	437	22.8
300	1	5	330	30.3
600	1	2.5	184	54.3
150	4	2.5	498	20.1
300	4	1.25	361	27.7
600	4	0.625	193	51.8

Transistor 10: $R_C = 10 \Omega$ $T = 32.2-33^\circ\text{C}$

$I_{C \text{ piek}}$ mA	V_C volt	Dienssiklus %	$R_b \Omega$	$(1 - \alpha_o) 10^{-3}$
150	1	10	634	15.77
300	1	5	486	20.6
600	1	2.5	268	37.3
150	4	2.5	703	14.2
300	4	1.25	530	18.9
600	4	0.625	289	34.6

D 3.5 Bepaling van V_o/V_B (Seksie 3.3.5, Fig. 17)

Transistor No.	T $^\circ\text{C}$	V_o by 0.5 mA, volt	$V_B - V_o$ volt	V_B volt
4	30.1	74	8.7	82.7
5	30	67.5	11.5	79
8	28.7	71	9.0	80
9	27.6	76	8.0	84
10	28	60	7	67

D. 5.4 Bepaling van C_{min} (Seksie 5.4)

Die volgende is lesings van die swaai in V_{CE} vir die waardes van eksterne kapasitor soos aangedui

Transistor No.	100 pF	75 pF	60 pF	50 pF	35 pF	25 pF	10 pF	5 pF
4	80	78	80	77	77	77	76	70
8	76	74	74	73	68	60	42	36
9	84	81	81	81	81	78	60	54
10	44.5	60	59	50	41	37	27	18

BYLAAG E

VERWYSINGS

1. CHAPLIN, G.B.B. en OWENS, A.R.: A Method of designing avalanche transistor trigger circuits. Proc. IEE, Vol. 106 B pp. 806-814, Supplement 16, 1959.
2. BEALE, J.R.A., STEPHENSON, W.L. en WOLFENDALE, E. A study of high-speed avalanche transistors. Proc. IEE Vol. 104 B pp. 394-402, July 1957.
3. MOLL, J.L. Avalanche transistors as fast pulse generators. Proc. IEE, Vol. 106B pp. 1082-1084, Supplement 17, 1959.
4. HAMILTON, D.J., GRIFFITH, P.G. en SHAVER, F.H. Avalanche transistor circuits for generating rectangular pulses. Electronic Engineering, pp. 808-812, Dec. 1962.
5. ORREVALL, L.E., VAN UDEN, F. Top performance in small and extensive set-ups of the modular pulse generator PM 5720-40. Electronic Measuring and Microwave Notes. pp. 1-5, 1967/1.
6. MACARIO, R.C.V. Avalanche transistors — An appraisal of their properties and uses. Electronic Engineering pp. 262-267. May 1959.
7. SHAVER, F.H. A fast-rise, high-current transistor pulse generator Semiconductor Products. Vol. 5, No. 10, pp. 29-34. Oct. 1962.
8. RUFER, R.P. Designing avalanche switching circuits. Electronics. Vol. 34, pp. 81-87. April 7, 1961.
9. FRASER, H.J. Variable width pulse generator using avalanche transistors and charge-storage diodes. Nuclear Instruments and Methods 40 (1966) pp. 106-108.
10. HENEERY, W.M. Avalanche transistor circuits. The Review of Scientific Instruments. Vol. 32. No. 11, pp. 1198-1203 November 1961.
11. MOTOROLA SWITCHING TRANSISTOR HANDBOOK. Hoofstuk 9.
12. KIDD, M.C., HASENBERG, W., WEBSTER, W.M. Delayed collector conduction, a new effect in junction transistors. RCA Review, Vol. 16, pp. 16-33, March 1955.
13. HAMILTON, D.J. GIBBONS, J.F., W. SHOCKLEY. Physical principles of avalanche transistor pulse circuits. Proc. IRE, Vol. 47, No. 6, pp. 1102-1108. June 1959.
14. HUNTER, L.P. Handbook of Semiconductor Electronics (McGraw-Hill, 1962), pp. 4.25-4.29.

15. BEAUFOY, R., SPARKES, J.J. The junction transistor as a charge-controlled device. ATE Journal. Vol. 13, No. 4, pp. 310-327. Oct. 1957.
16. VALDES, L.B. The Physical Theory of Transistors (McGraw-Hill, 1961), pp. 47.
17. MILLER, S.L. Avalanche breakdown in germanium. Physical Review, Vol. 99, No. 4, pp. 1234-1241, Aug. 15, 1955.
18. VAN BILJON, L. High field V-I characteristics of transistors. International Journal of Electronics, Vol. 19, No. 5, pp. 501-505, Nov. 1965.
19. WEBSTER, W.M., On the variation of junction-transistor current-amplification factor with emitter current. Proc. IRE, Vol. 42, No. 6, pp. 914-920, June 1954.
20. SHOCKLEY, W., GIBBONS, J. Current build-up in semiconductor devices. Proc. IRE Vol. 46, No. 12, pp. 1947-1949. Dec. 1958.
21. SHOCKLEY, W., GIBBONS, J. Theory of transient build-up in avalanche transistors. Trans. AIEE (Comm. and Electronics) Vol. 77, No. 1, pp. 993-998. Jan. 1959.
22. DAS, M.B., BOOTHROYD, A.R. Determination of Physical parameters of diffusion and drift transistors. Trans. IRE, Vol. ED-8, No. 1, pp. 15-30. Jan. 1961.
23. De WITT, D., ROSSOFF, A.L. Transistor Electronics. McGraw-Hill 1957, pp. 94-108.
24. HAMILTON, D.J. Effects of resistance in avalanche transistor pulse circuits. Proc. IRE Vol. 48, No. 8, pp. 1502. Aug. 1960
25. HAMILTON, D.J. Current build-up in avalanche transistors with resistance loads. IRE Trans. on Electronic Computers pp. 456-460. Dec. 1960.
26. SCHENKEL, H., STATZ, H. Voltage punch-through and avalanche breakdown and their effect on the maximum operating voltages for junction transistors. Proc. Nat. Elect. Conf. Vol. 10, pp. 614-625, 1954.
27. SCHENKEL, H., STATZ, H. Junction transistors with alpha greater than unity. Proc. IRE Vol. 44, No. 3. pp. 360-371, March 1956.