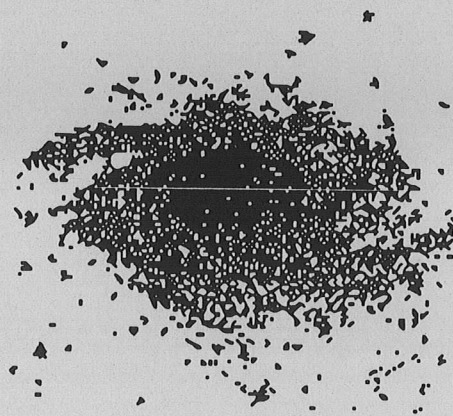


Ligne, Amplification et traitement du signal en photométrie

G. Jegoudez



DRTBT 1992 - 14

CIRCUITS ELECTRONIQUES

APPLIQUES

A LA PHOTOMETRIE INFRA-ROUGE

G. JEGOUDEZ

SEPTEMBRE 1992

NOTRE ACTIVITE CONSISTE DANS L'ETUDE ET LA REALISATION DE CIRCUITS ELECTRONIQUES TRAITANT LES SIGNAUX FOURNIS PAR DEUX TYPES DE DETECTEURS SENSIBLES AU RAYONNEMENT INFRA-ROUGE

- LE DETECTEUR THERMIQUE REPRESENTE PAR LE BOLOMETRE
- LE DETECTEUR PHOTOELECTRIQUE, PHOTOCONDUCTEUR ET PHOTOVOLTAIQUE

NOS DEVELOPPEMENTS SONT TOUJOURS ORIENTES VERS UNE UTILISATION DANS LE DOMAINE SPATIAL QUI IMPOSE DE SUITE CERTAINES CONTRAINTES :

- SIMPLICITE ET FIABILITE DES CIRCUITS
- REDUCTION DE LA CONSOMMATION
- ENCOMBREMENT REDUIT

LES DETECTEURS FONCTIONNENT PRESQUE TOUJOURS EN REGIME DODULE A L'EXCEPTION DU BOLOMETRE OU CERTAINS CIRCUITS PEUVENT SERVIR AU REGIME IMPULSIONNEL.

MODELISATION DU DETECTEUR.

LE CONCEPTEUR DE CIRCUITS ELECTRONIQUES
PEUT EXPLOITER DEUX TYPES DE MODELISATIONS
EN PREMIERE APPROXIMATION

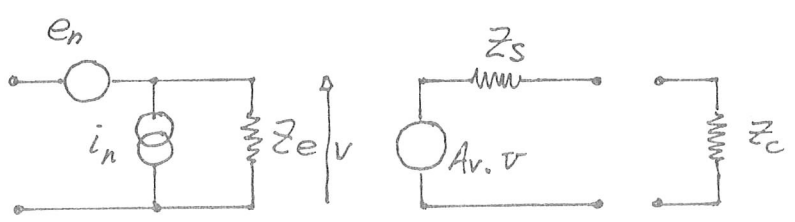
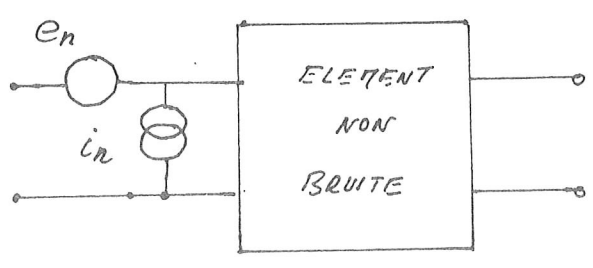
- UNE CARACTERISTIQUE GENERALE COURANT-TENSION
QUI PERMET D'ACCEDER A LA CONNAISSANCE DE :

- LA RESISTANCE STATIQUE
- L'IMPEDANCE DYNAMIQUE

POUR LE POINT DE FONCTIONNEMENT CHOISI

- LE SCHEMA EQUIVALENT ELECTRIQUE QUI PEUT
COMPLETER ET PRECISER LE COMPORTEMENT DE
L'ENSEMBLE DETECTEUR - AMPLIFICATEUR.

- L'ANALYSE EN BRUIT DU DETECTEUR UTILISE
LES NOTIONS DE SOURCES DE BRUITS EN TENSION
OU EN COURANT VARIABLES DANS LE DOMAINE
FREQUENTIEL D'EXPLOITATION DU SIGNAL



ENTREE EN COURT CIRCUIT :

TENSION DE BRUIT EN SORTIE $A_v^2 e_n^2 \left(\frac{Z_c}{Z_s + Z_c} \right)^2$

ENTREE OUVERTE

$$A_v^2 i_n^2 Z_e^2 \left(\frac{Z_c}{Z_s + Z_c} \right)^2$$

ENTREE FERMEE SUR UNE IMPEDANCE \$Z_G\$ NON BRUITEE

$$A_v^2 \left(\frac{Z_c}{Z_c + Z_s} \right)^2 \cdot \left[i_n^2 (Z_e \parallel Z_e)^2 + e_n^2 \left(\frac{Z_e}{Z_e + Z_G} \right)^2 \right]$$

LES DEUX GENERATEURS \$e_n\$ ET \$i_n\$ SUFFISENT A DETERMINER LE BRUIT EN SORTIE

SPECIFICATION DU BRUIT

FACTEUR DE BRUIT ($T = 290^\circ\text{K}$)

$$F = \frac{\text{PUISSANCE TOTALE DE BRUIT EN SORTIE}}{\text{PUISSANCE DE BRUIT DUE A LA RESISTANCE DE SOURCE}}$$

$$F = \frac{\text{SIGNAL/BRUIT ENTREE}}{\text{SIGNAL/BRUIT SORTIE}}$$

NOISE FIGURE (NF)

$$NF = 10 \log F = 10 \log \frac{E_n^2 + E_m^2 + I_n^2 R_s^2}{E_n^2}$$

QUAND F EST PROCHE DE L'UNITE ($NF = 0$)

ON PREFERE UTILISER LA TEMPERATURE DE BRUIT

$$4kT_s R_s \Delta F = E_n^2 + I_n^2 R_s^2$$

$$T_s = \frac{E_n^2 + I_n^2 R_s^2}{4k R_s \Delta F} \quad \text{ET} \quad F = 1 + \frac{T_s}{T}$$

(5)

L'ETAGE D'ENTREE

- LE COUPLAGE DETECTEUR - AMPLIFICATEUR EST REALISE PAR L'ETAGE D'ENTREE
- CET ENSEMBLE DETERMINE LE RAPPORT SIGNAL/BRUIT DANS LES CONDITIONS DE MESURE :

- IMPEDANCE DE SOURCE DU DETECTEUR.
- DOMAINE DE FREQUENCE D'EXPLOITATION DU SIGNAL

LA RECHERCHE DU MEILLEUR RAPPORT SIGNAL/BRUIT ENTRAINE DEUX CONDITIONS :

- L'ADAPTATION D'IMPEDANCE A L'ENTREE DE L'AMPLIFICATEUR
- L'ADAPTATION EN BRUIT OBTENUE PAR LE REGLAGE DE CERTAINS PARAMETRES

LE REALISATEUR DE CIRCUITS EST TOUJOURS CONFRONTE
AUX POINTS SUIVANTS :

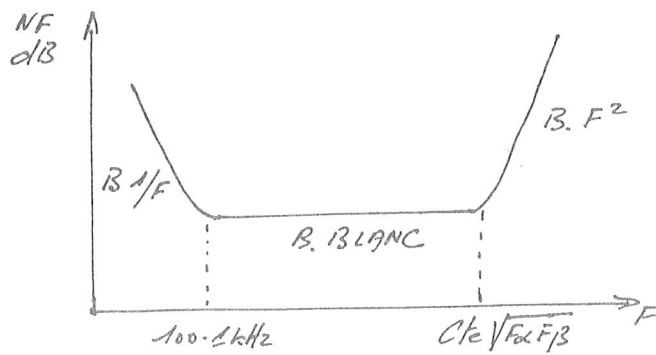
- LA DISPERSION DANS LES PARAMETRES DE
DETECTEURS DESIGNES PAR LA DEFE REFERENCE
- LA DISPONIBILITE DES COMPOSANTS SUSCEPTIBLES
D'ASSURER LA REALISATION DE L'AMPLIFICATEUR.

LA CONCEPTION DE L'ETAGE D'ENTREE EST TOUJOURS
BASEE SUR L'UTILISATION DES COMPOSANTS OU
MACRO-COMPOSANTS SUIVANTS :

- LE TRANSISTOR BIPOLAIRE ($Z \sim 100\Omega - 1M\Omega$)
- LE TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP ($Z \sim 100k\Omega - 100\Omega$)
- LE TRANSISTOR MOSFET ($Z \sim 1M\Omega - 100G\Omega$)
- CIRCUITS INTEGRES ($Z \sim 1k\Omega - 1M\Omega$)

LE TRANSISTOR BIPOLAIRE

LES CARACTERISTIQUES DE BRUIT DU TR. BIPOLAIRE
SE RESUMENT AINSI :



- REGION $B \cdot 1/F$: FLUCTUATIONS DE SURFACE
- REGION $B. BLANC$: BRUIT THERMIQUE $R_{bb'}$
- REGION $B. F^2$: SEPARATION DE COURANT

$$e_m^2 = 4kT \left(R_{bb'} + \frac{R_e}{2} \right) \quad R_e = \frac{kT}{eI_e}$$

$$i_m^2 = 2eI_B$$

SI R_g REPRESENTE LA RESISTANCE DE SOURCE, IL EXISTE UN COURANT OPTIMAL

$$I_{e \text{ opt}} \sim \frac{kT}{e} \cdot \frac{\sqrt{B}}{R_g + R_{BB'}}$$

COMME APPLICATION NOUS CITERONS L'ÉTUDE
D'AMPLIFICATEURS COUPLES A DES DETECTEURS
DE BASSE IMPÉDANCE PHOTOCONDUCTEURS ET
PHOTOVOLTAIQUES DANS LE CADRE DU PROJET IKS-
VEGA .

LES IMPÉDANCES DE DETECTEURS SE SITUAIENT
DANS LA RÉGION $Z = 50 \Omega$ A 100Ω

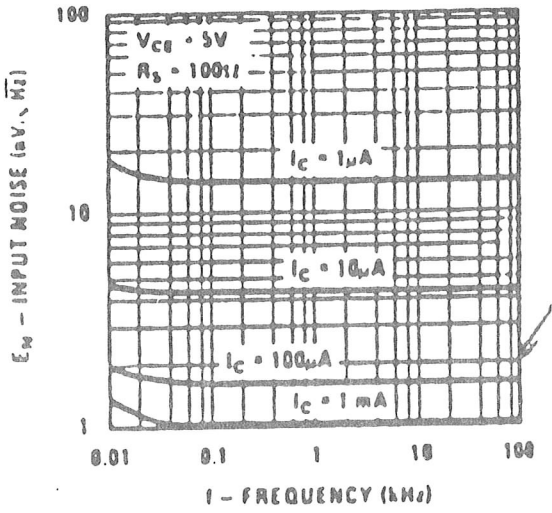
LES MEILLEURS AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS
BAS-BRUIX A ENTRÉE BIPOLAIRE NE PERMETTAIENT
PAS L'OBTENTION DES PERFORMANCES SOUHAITÉES
EN PLACANT UNE PAIRE DE TRANSISTORS BIPOLAIRES
DEVANT L'AMPLIFICATEUR ON AMÉLIORE LES
PERFORMANCES .

BIEN QUE N'ÉTANT PAS OPTIMISÉE DU POINT DE
VUE DU BRUIT LA PAIRE DE TR. BIPOLAIRES
LM 194 DISPONIBLE EN GAMME DE TEMPÉRATURE
ÉTENDUE A PERMIS LA RÉALISATION D'AMPLIFICA-
-TEURS SIMPLES ET FIABLES

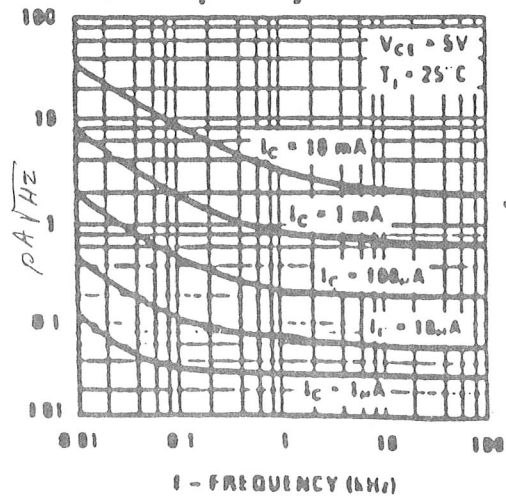
BRUIT TR. BIPOLAIRE

2N194

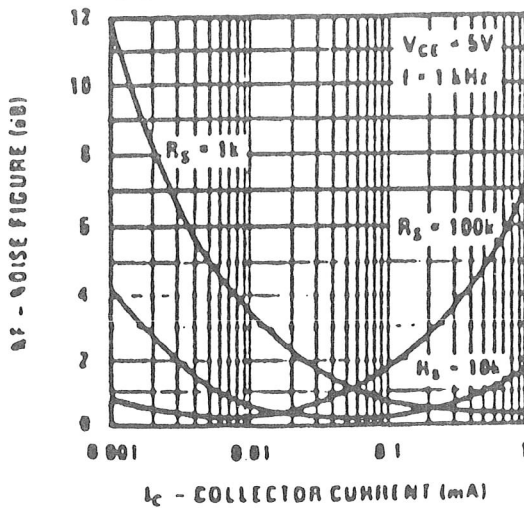
Input Voltage Noise vs Frequency



Base Current Noise vs Frequency



Noise Figure vs Collector Current



LES DEUX SCHEMAS ONT LA MEME STRUCTURE

- Q_1 PAIRE DE TR. BIPOLAIRE PRECEDANT L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL
- Q_2 SOURCE DE COURANT COMPENSEE EN TEMPERATURE ET STABILISANT EN GAIN L'ETAGE D'ENTREE.

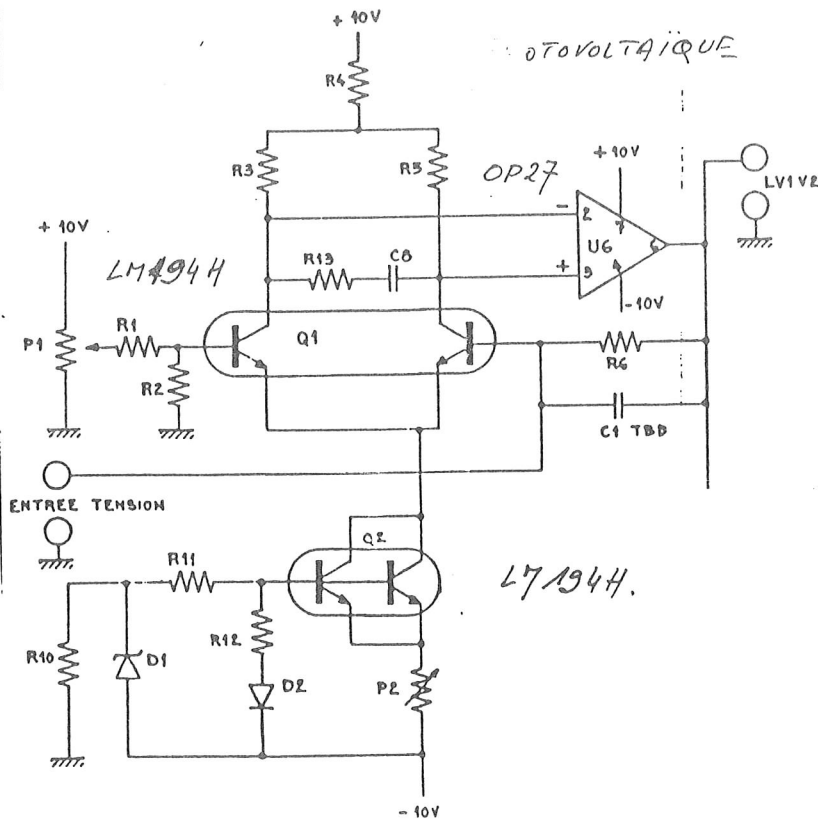
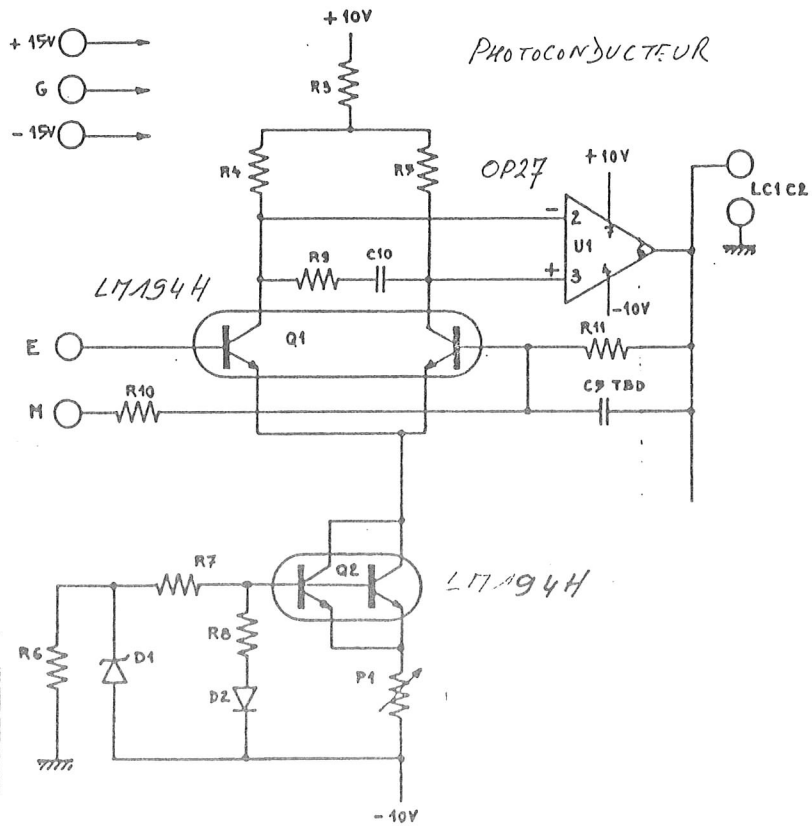
LE TRI EN BRUIT DES TRANSISTORS Q_1 ETAIT EFFECTUE SUR UNE RESISTANCE SIMULANT LE DETECTEUR. POUR UN COURANT COLLECTEUR DONNE LE REGLAGE FINAL AVEC LE DETECTEUR EN FONCTIONNEMENT :

- DETECTEUR PHOTOCONDUCTEUR ALIMENTE PAR SA SOURCE A COURANT CONSTANT.

- DETECTEUR PHOTOVOLTAÏQUE PLACE A SON POINT DE POLARISATION

CONSISTAIT DANS LE REGLAGE OPTIMAL DU POTENTIOMETRE DE LA SOURCE DE COURANT AFIN D'OBTENIR LE BRUIT MINIMAL

11



- LA TEMPERATURE DE TRAVAIL DES DETECTEURS ETAIT EGALE A 77°K
- LES TRANSISTORS BIPOLAIRES NE CONDUISSENT PAS A BASSE TEMPERATURE MAIS LE PRINCIPE DE REALISATION DES CIRCUITS ET LA METHODE DE REGLAGE RESTENT VALABLES POUR DES DETECTEURS D'IMPEDANCES IDENTIQUES A TRES BASSE TEMPERATURE

LES CARACTERISTIQUES EN BRUIT ETAIENT LES SUIVANTES :

PHOTOCONDUCTEUR	$Z = 500\Omega \text{ à } 100\Omega$	$2\mu V/\sqrt{Hz}$	$F = 80Hz$
PHOTOVOLTAIQUE	$Z = 50\Omega \text{ à } 100\Omega$	$10pA/\sqrt{Hz}$	$F = 80Hz$
	$Z = 100k\Omega$	$2pA/\sqrt{Hz}$	$F = 80Hz$

(15)

ETAGE D'ENTREE REFROIDI

- NECESSITE DE LA CONDUCTION A BASSE TEMPERATURE

TR. BIPOLAIRE : PAS DE CONDUCTION A BASSE
TEMPERATURE

TEC : CONDUCTION A $T \geq 77^{\circ}\text{K}$

MOSFET : CONDUCTION A $T \sim 4,2^{\circ}\text{K}$

- RESULTATS RECHERCHES :

. ADAPTATION ET SORTIE EN BASSE IMPEDANCE
DE L'ENCEINTE REFROIDIE

. REDUCTION DE LA MICROPHONIE

- EXTENSION DE LA REPONSE EN FREQUENCE
PAR DIMINUTION DES CAPACITES PARASITES

- REDUCTION DU BRUIT JOHNSON DES COMPOSANTS
PASSIFS ASSOCIES

SOURCES DE BRUIT DES TEC

- BRUIT THERMIQUE DE LA RESISTANCE DU CANAL
- BRUIT DE GRENAILLE DU COURANT RESIDUEL DE GATE
- BRUIT DE GENERATION - RECOMBINAISON DES PAIRES ELECTRON-TROU
- BRUIT DES PERTES DIELECTRIQUES

$$e_m^2 = 4kTR_n$$

$$R_n = \frac{0,67}{g_m}$$

$$i_m^2 = 2eI_g + \left[0,7 \frac{kT}{g_m} \right] \cdot C_{gs}^2 \omega^2$$

LE BRUIT DU TEC A TEMPERATURE AMBIANTE EST DETERMINE PAR LE RAPPORT g_m/C_{gs}

LE TRI DES COMPOSANTS EST NECESSAIRE

1^{er} CAS TEC A TEMPERATURE AMBIANTE

RECHERCHE DE $g_m \rightarrow$ D'OU $I_D \rightarrow$

$$e_m \sim \frac{1}{S_G^2} \quad (S_G : \text{SURFACE DE LA GATE})$$

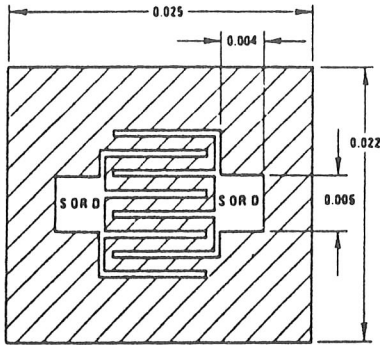
POUR UN TYPE DE TEC DONNÉ, LE TRI EST EFFECTUE EN FAISANT VARIER LE COURANT DRAIN I_D

2^{eme} CAS TEC REFROIDI

LA TRANSCONDUCTANCE g_m AUGMENTE A BASSE TEMPERATURE

A MESURE QUE LA TEMPERATURE S'ABAISSSE LE BRUIT DE GENERATION-RECOMBINAISON PEUT SUIVRE POUR UN TYPE DONNE DE TEC UNE LOI QUI SOUS-ENTEND L'EXISTENCE D'UN POINT OPTIMAL EN TEMPERATURE

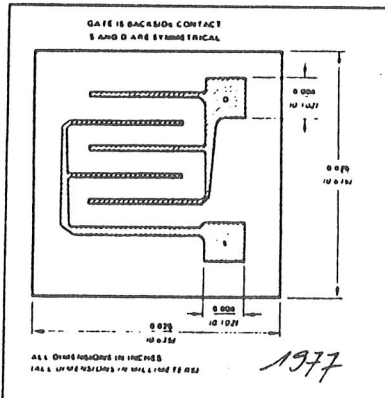
ON PEUT PROCEDER DANS CE CAS AU TRI DES TEC A TEMPERATURE AMBIANTE DANS LES CONDITIONS DE CHARGE THEORIQUE A BASSE TEMPERATURE (FAIBLE COURANT DRAIN I_D)



1974

TYP $g_m = 650 \mu\text{mhos}$

TYP $e_n = 8 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ 10Hz

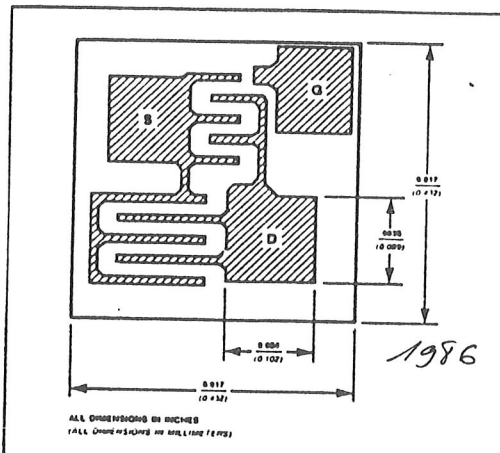


1977

g_m MIN 700 μmhos
MAX 2000 μmhos

Max $e_n = 10 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ 10Hz

$C_{iss} = 6 \text{pF}$ $V_{DS} = 0 \text{v}$ $V_{GS} = 4 \text{v}$



1986

g_m MIN 700 μmhos
MAX 2000 μmhos

Max $e_n = 10 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ 10Hz

$C_{iss} = 3 \text{pF}$ $V_{DS} = 0 \text{v}$ $V_{GS} = 4 \text{v}$

(17)

ETAGE SUIVEUR REFROIDI A TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP

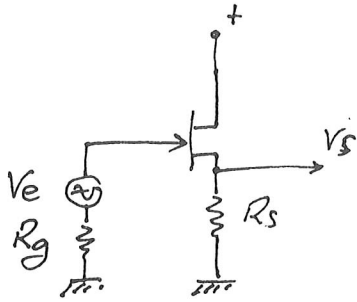
LE PROJET SP7-PRONAOS COMPREND QUATRE VOIES DE MESURES EQUIPEES DE BOLOMETRES REFROIDIS A LA TEMPERATURE DE $0,3^{\circ}\text{K}$

LA PRECISION ET LA STABILITE DU GAIN DE LA CHAINE DE MESURE DEMANDEES ONT RENDU NECESSAIRE LE DEVELOPPEMENT D'UN ETAGE SUIVEUR REGULE EN TENSION ET EN COURANT ET A FAIBLE BRUIT.

A PARTIR D'UNE ETUDE DANS "ELECTRONIC ENGINEERING FEVRIER 1969 VOLTAGE STABILIZATION OF THE SOURCE-FOLLOWER OPERATING POINT" NOUS AVONS REALISE UN MONTAGE REFROIDI PERMETTANT UN REGLAGE OPTIMAL EN BRUIT

LE MONTAGE SUIVEUR DOIT TOUT D'ABORD REALISER UNE ADAPTATION D'IMPEDANCE

ETAGE SUIVEUR SIMPLIFIE :



$$G = \frac{g_m R_s}{1 + g_m R_s}$$

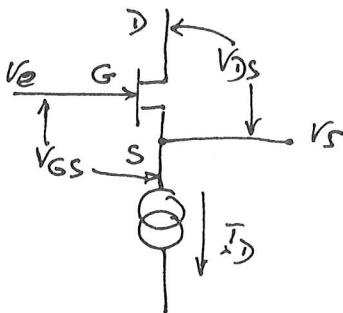
$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_G}$$

g_m , LA TRANSCONDUCTANCE DOIT ETRE LA PLUS ELEVÉE POSSIBLE

- LA STABILITE DE g_m , QUI AUGMENTE A MESURE QUE LA TEMPERATURE BAISSE, N'EST PAS ASSURÉE

- LE MONTAGE N'EST PAS CONTROLABLE.

LE PRINCIPE DE L'ETAGE SUIVEUR PROPOSE EST LE SUIVANT.



LA TENSION DE SORTIE DU MONTAGE EST EGALE

A :

$$V_s = V_e - V_{gs}$$

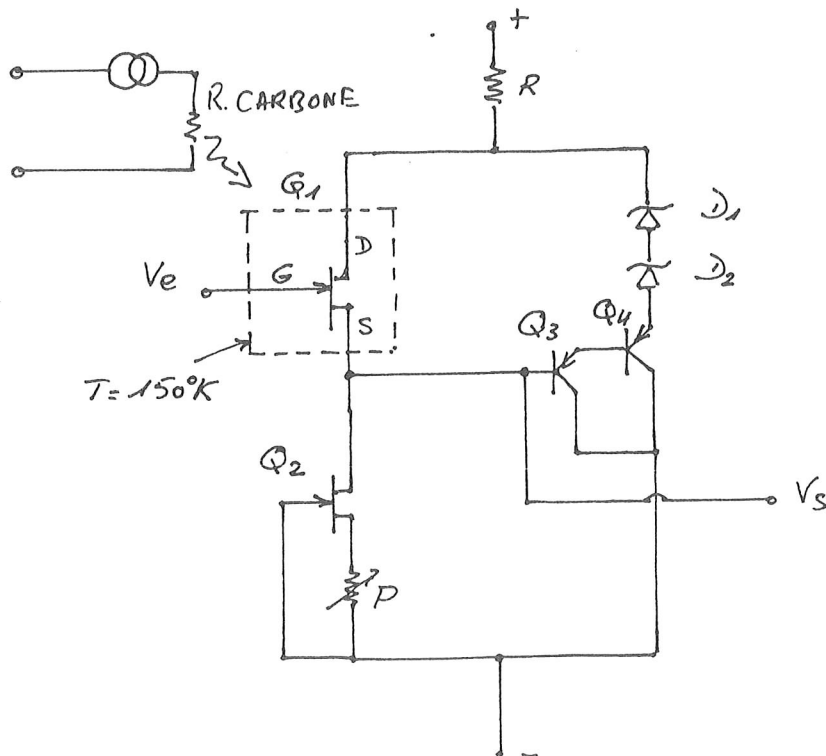
SI I_D ET V_{DS} SONT CONSTANTS, V_{GS} RESTE
CONSTANTE

SI I_D EST CONTROLE PAR LA SOURCE DE
COURANT, IL VARIE FAIBLEMENT EN FONCTION
DE LA PRESENCE DU SIGNAL D'ENTREE ET A
CONDITION QUE LE COURANT DEBITE DANS LA
CHARGE SOIT FAIBLE PAR RAPPORT A I_D .

SI $V_S = V_e - V_{GS}$ ET $V_{DS} = CTE$

V_S NE PEUT SUIVRE LES VARIATIONS DE V_e

LE MONTAGE SUIVANT EST DONC PROPOSE :



Q_1 TEC REFROIDI

Q_2 SOURCE DE COURANT, REGLAGE DU COURANT
DRAIN I_D DE Q_1

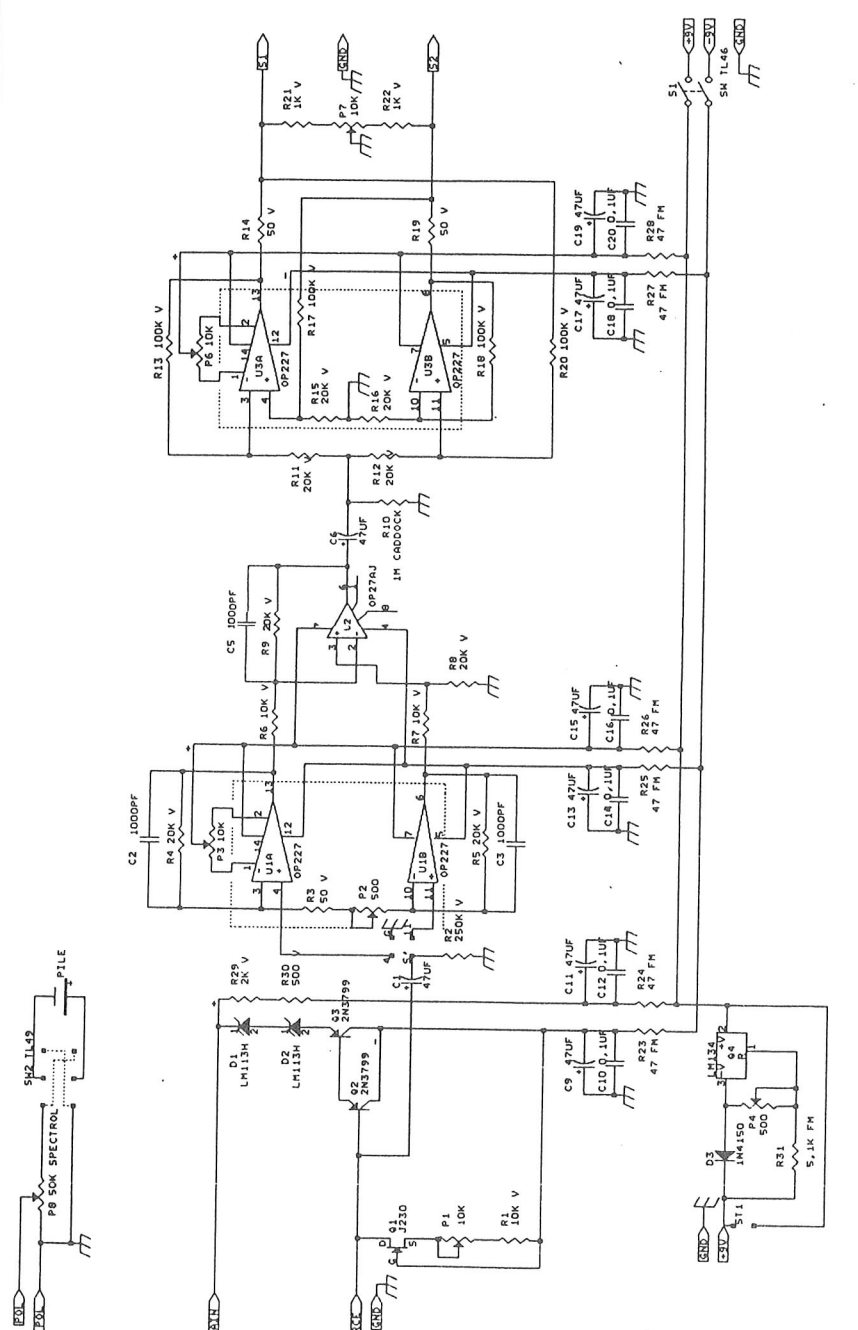
Q_3, Q_4 : TRANSISTORS BIPOLAIRES A FORT GAIN
 D_1, D_2 : DIODE DE REFERENCE A FAIBLE BRUIT

L'ENSEMBLE Q_3, Q_4, D_1, D_2 ETR MAINTIENT LA
TENSION V_{DS} CONSTANTE

LA PUISSANCE D'ALIMENTATION $V_{DS} \times I_D$ ETANT
CONSTANTE ON PEUT FACILEMENT CONTROLER LE
BRUIT DU TEC EN CHOISSANT LE POINT DE
TEMPERATURE OPTIMAL

UNE RESISTANCE AU CARBONE ALIMENTEE PAR
UNE SOURCE DE COURANT ET LIEE THERMIQUE-
-MENT AU TEC ASSURE LE RECHAUFFAGE ET
LA CONDUCTION DU TRANSISTOR.

LA TEMPERATURE OPTIMALE EN BRUIT EST
OBTENUE PAR LE REGLAGE DE CETTE SOURCE
DE COURANT



21

POTENTIOMETRES VISHAY SAUF PB SPECTROL

Title	MODIF A: MISE A L'OUR MODIF B: MISE A L'OUR
Site Document Number	PREAMPLI 5PM32
Page	B
Date	June 29, 1992 Ehest
of	1

BRUIT DES TEC EN FONCTION DE LA TEMPERATURE

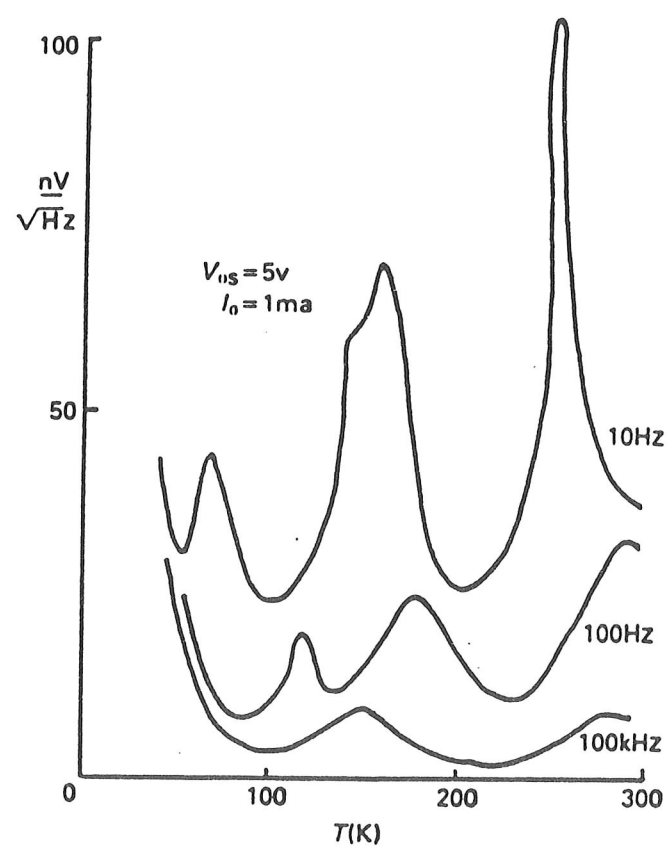


Fig. 5.6 - Equivalent noise voltage as a function of temperature at constant frequency (after Haslett and Kendall (1972), by kind permission © 1972 IEEE).

(23)

$V_1(V_{OH})$

J230-101

30

20

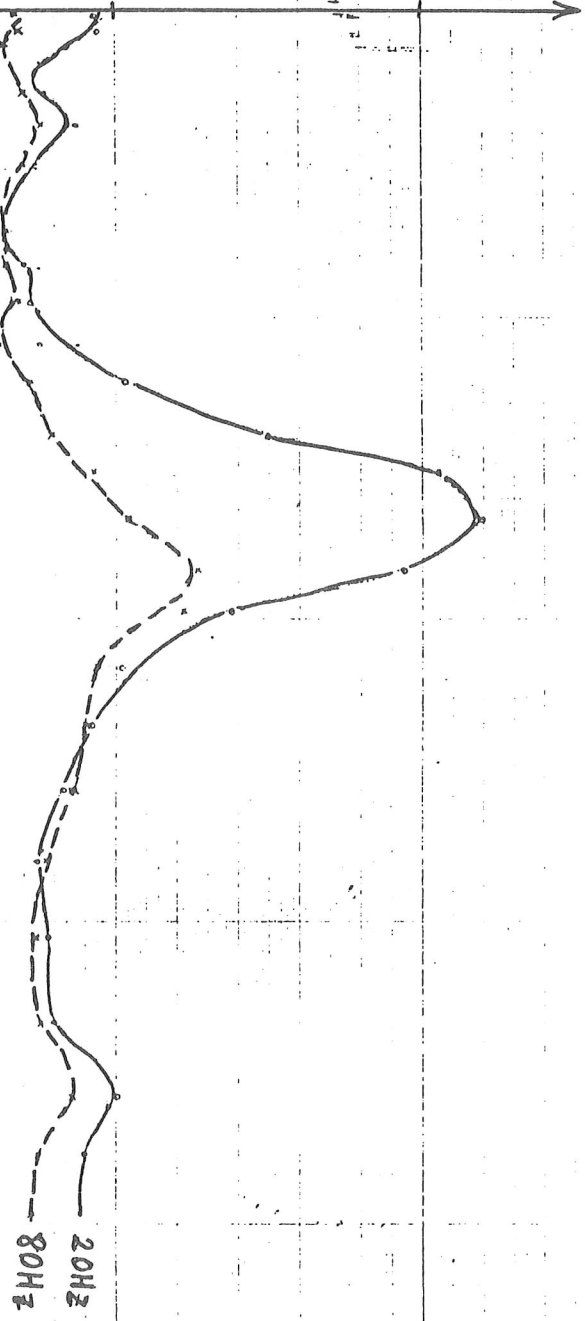
10

400K

200K

300K

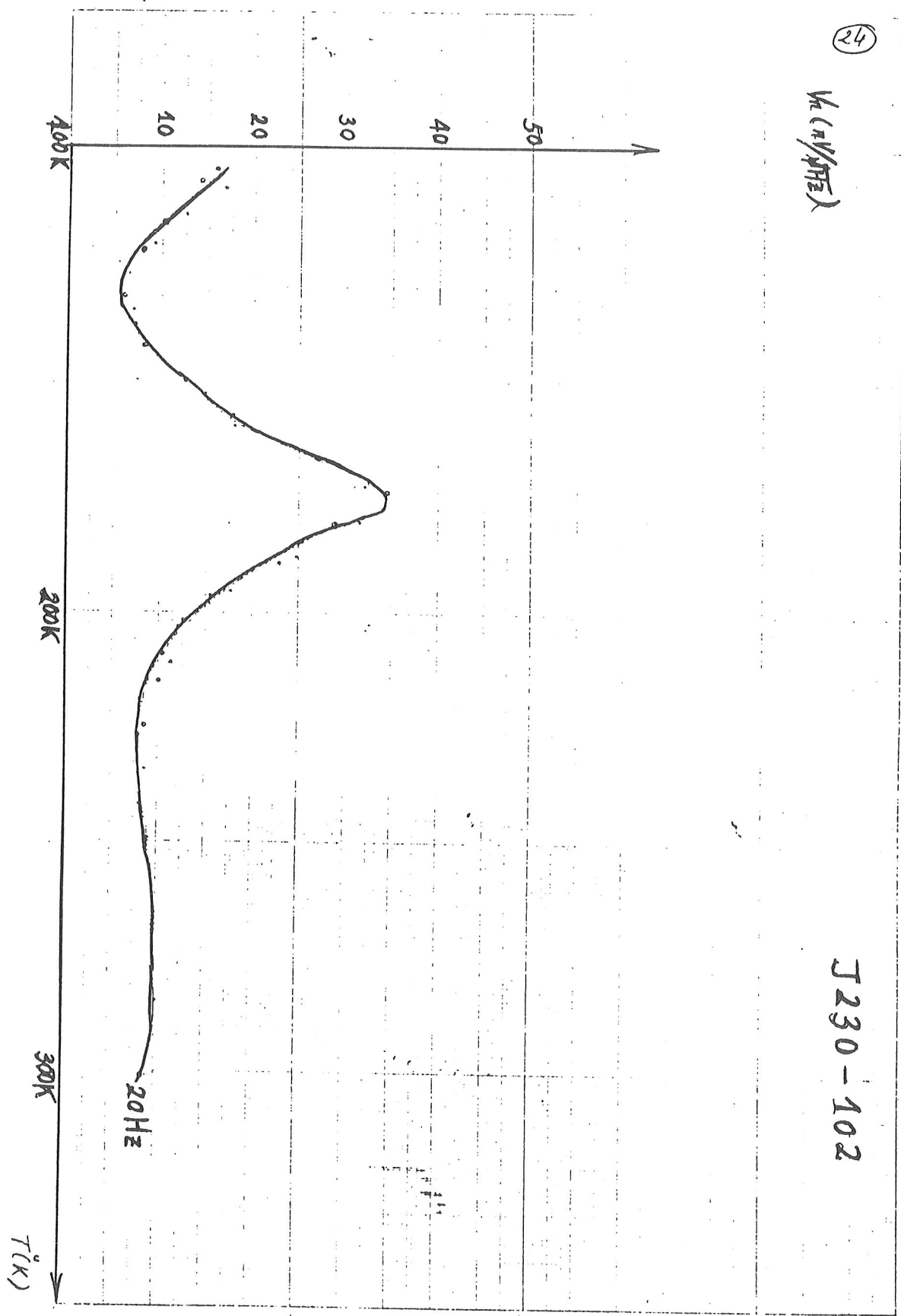
T °K



(24)

V_e (mV/Hz)

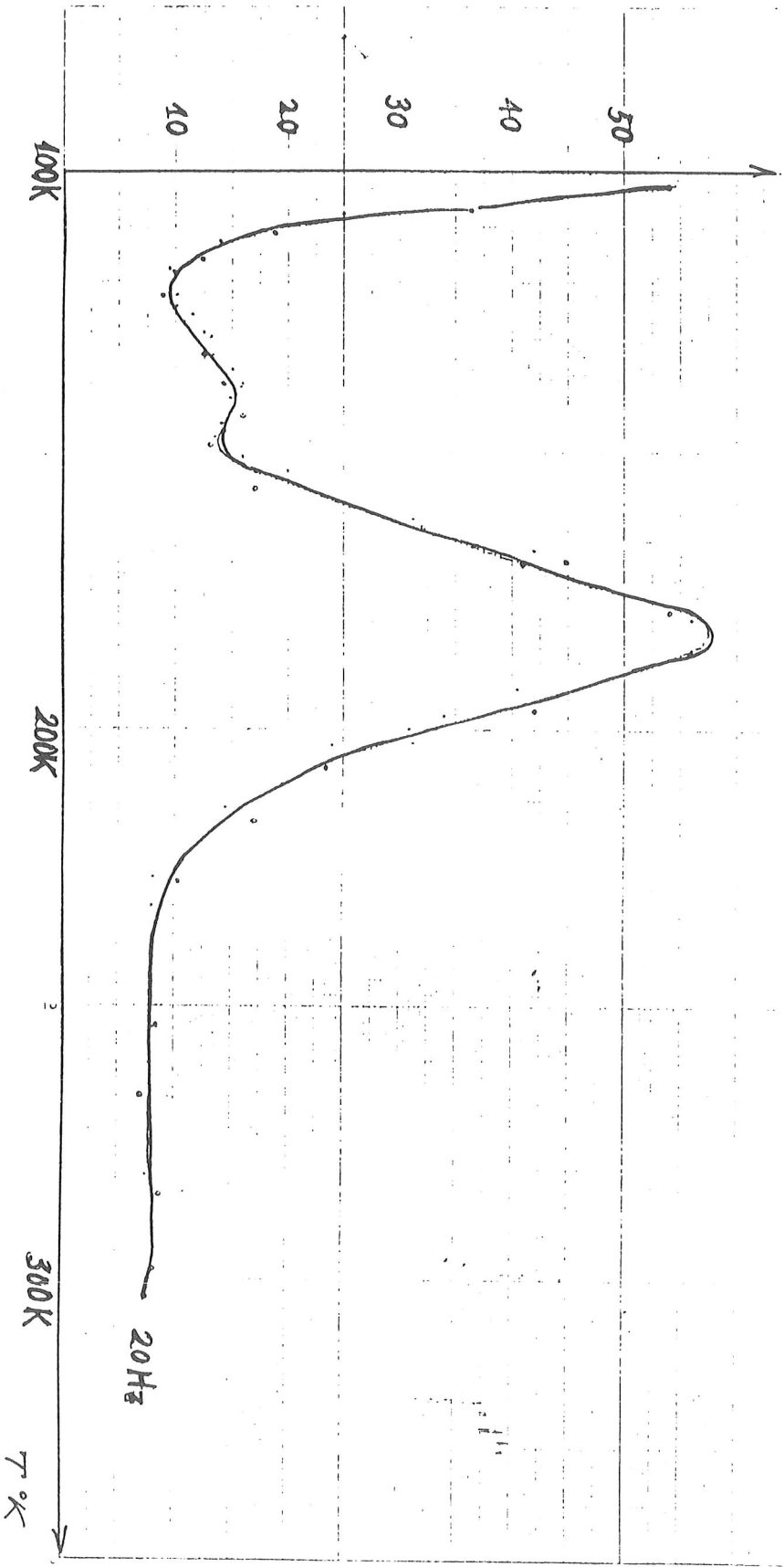
J230-102



(25)

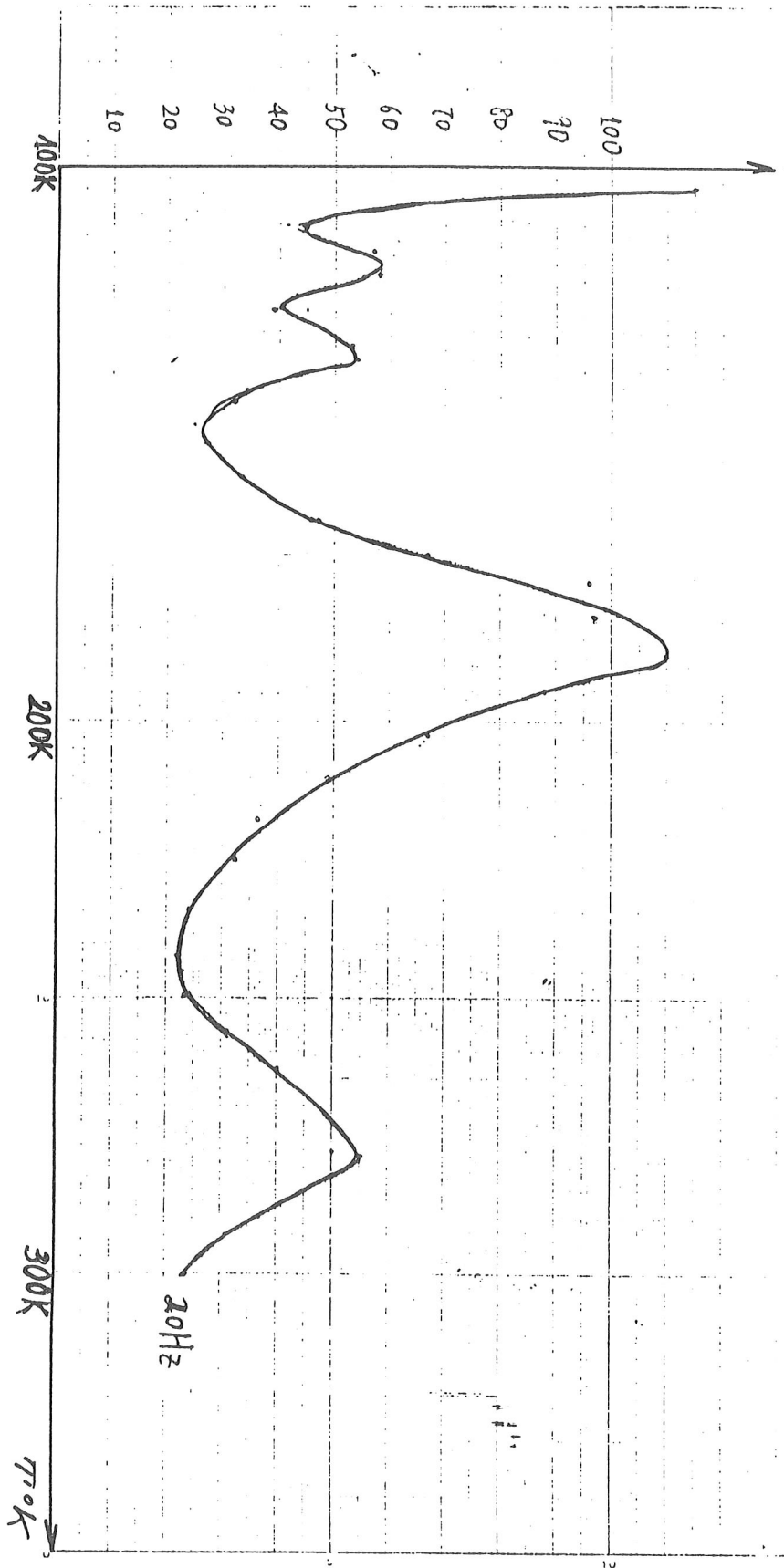
J230-103

V ($\mu V/\sqrt{Hz}$)



J 230-104

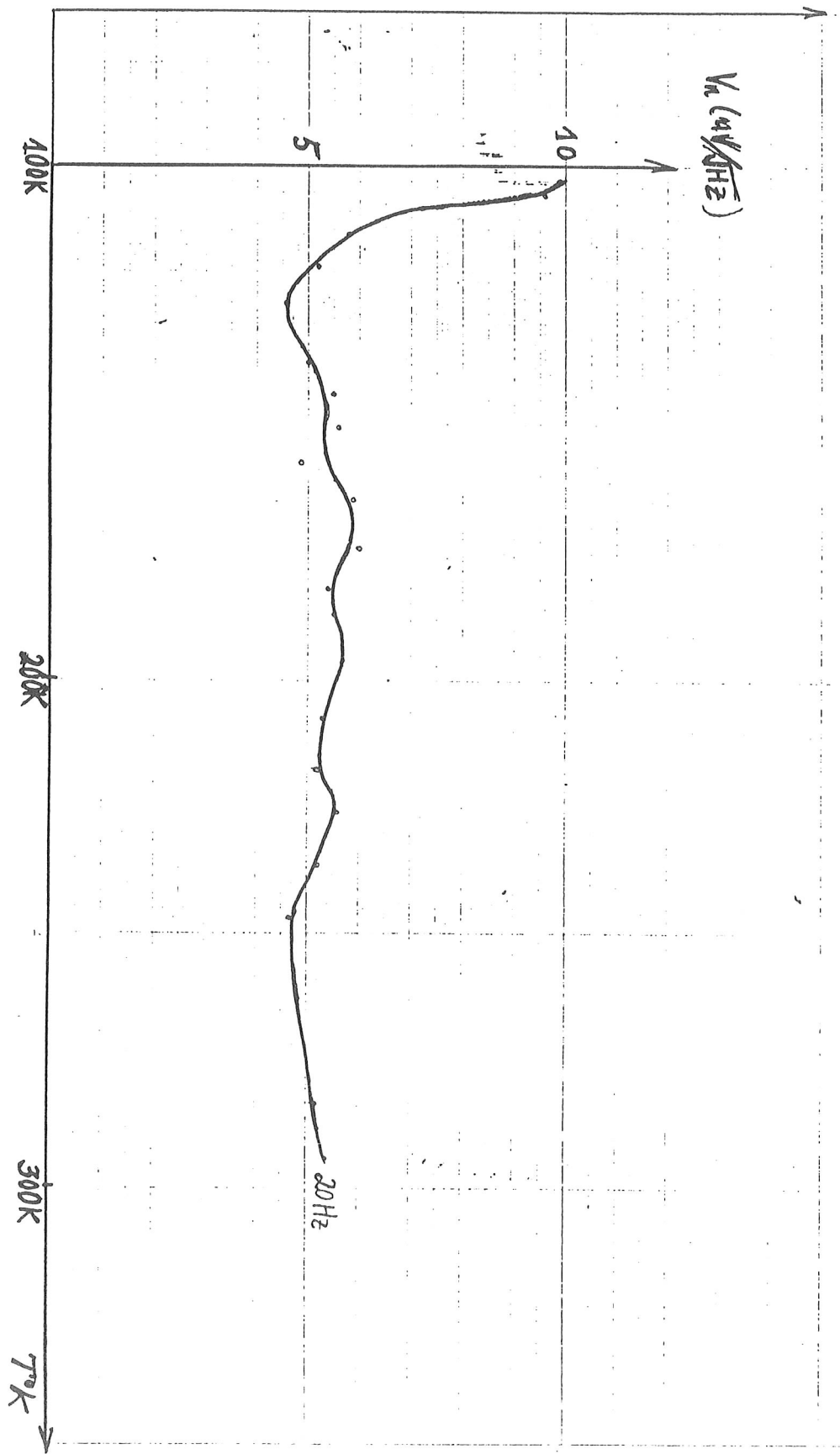
V_g(V/Hz)



(27)

DESIGNED FAIRCHILD PHD 7:2400. DASHA 1991-January

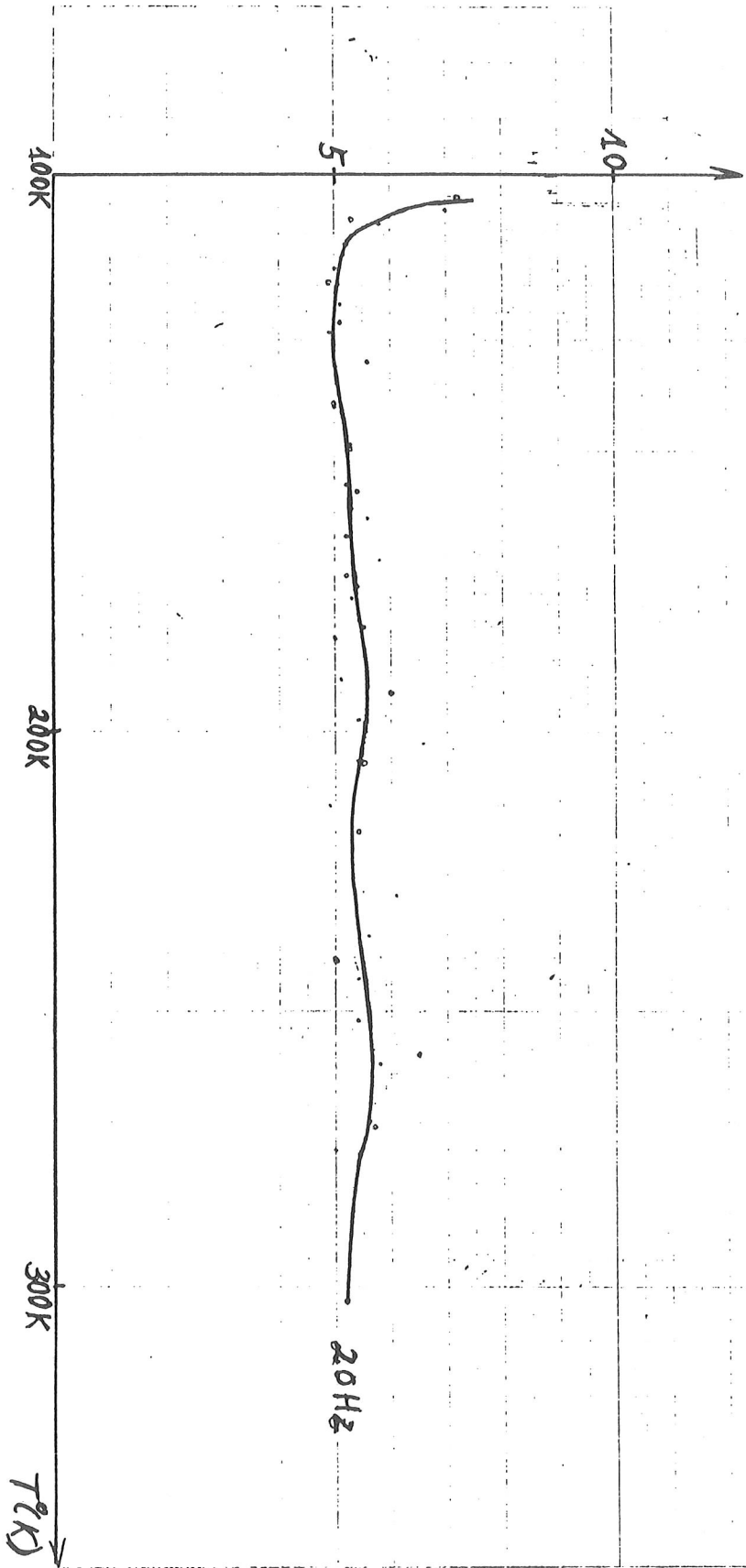
2N6453 - 101



(28)

V ($\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$)

2N6453 - 102

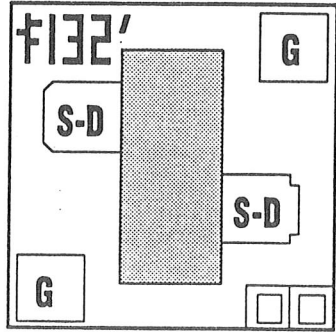


D32

PROCESS 2N6453

NJ132L Process
SILICON JUNCTION FIELD-EFFECT TRANSISTOR

- Low Noise Amplifier



Die Size = 0.022" X 0.022"
All Bond Pads = 0.004" Sq.
Substrate is also Gate

Absolute Maximum Ratings

Gate Current, I_g 10mA
Operating Junction Temperature, T_j +150°C
Storage Temperature, T_s -65°C to +175°C

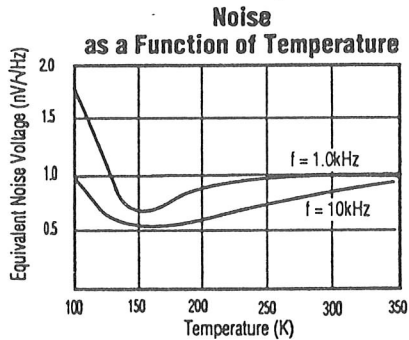
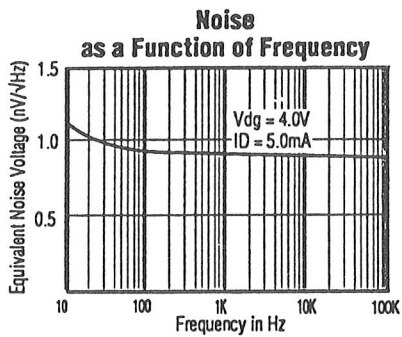
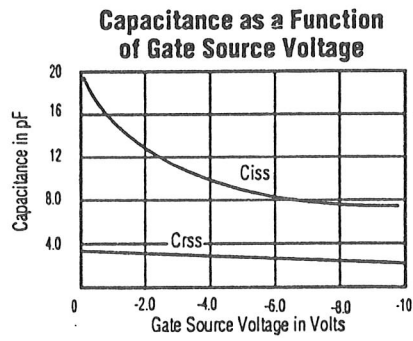
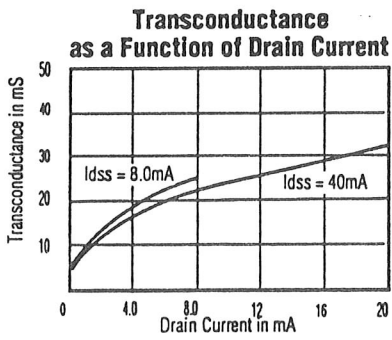
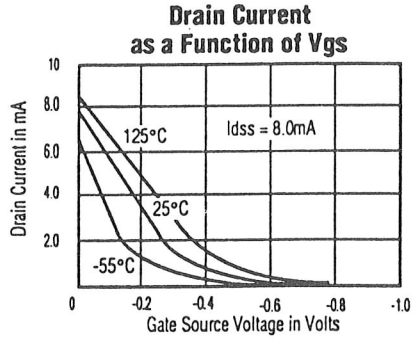
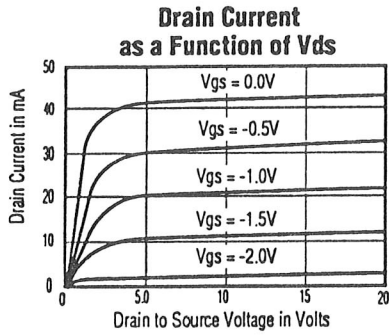
Electrical Characteristics at Ta = +25°C

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Limits			Unit
			Min	Typ	Max	
Gate Source Breakdown Voltage	BV _{gss}	I _g = 1.0μA, V _{ds} = ∅	-15	-25	-	V
Reverse=Gate Leakage Current	I _{gss}	V _{gs} = 10V, V _{ds} = ∅	-	.05	0.10	nA
Drain Saturation Current	I _{dss}	V _{ds} = 10V, V _{gs} = ∅	5.0	-	100	mA
Gate-Source Cutoff Voltage	V _{gs(off)}	V _{ds} = 10V, I _d = 1.0nA	-0.5	-	-7.0	V
Forward Transconductance	G _{fs}	V _{ds} = 10V, V _{gs} = ∅	15	30	-	mS
Drain Source On Resistance	R _{ds(on)}	I _d = 1.0mA, V _{gs} = ∅	2.0	-	60	Ohms
Input Capacitance	C _{iss}	V _{ds} = 10V, V _{gs} = ∅	-	15	-	pF
Feedback Capacitance	C _{rss}	V _{ds} = 10V, V _{gs} = ∅	-	3.5	-	pF
Equivalent Noise Voltage	E _n	V _{ds} = 10V, I _d = 5.0mA, f = 1.0KHz	-	2.5	-	nV/√Hz

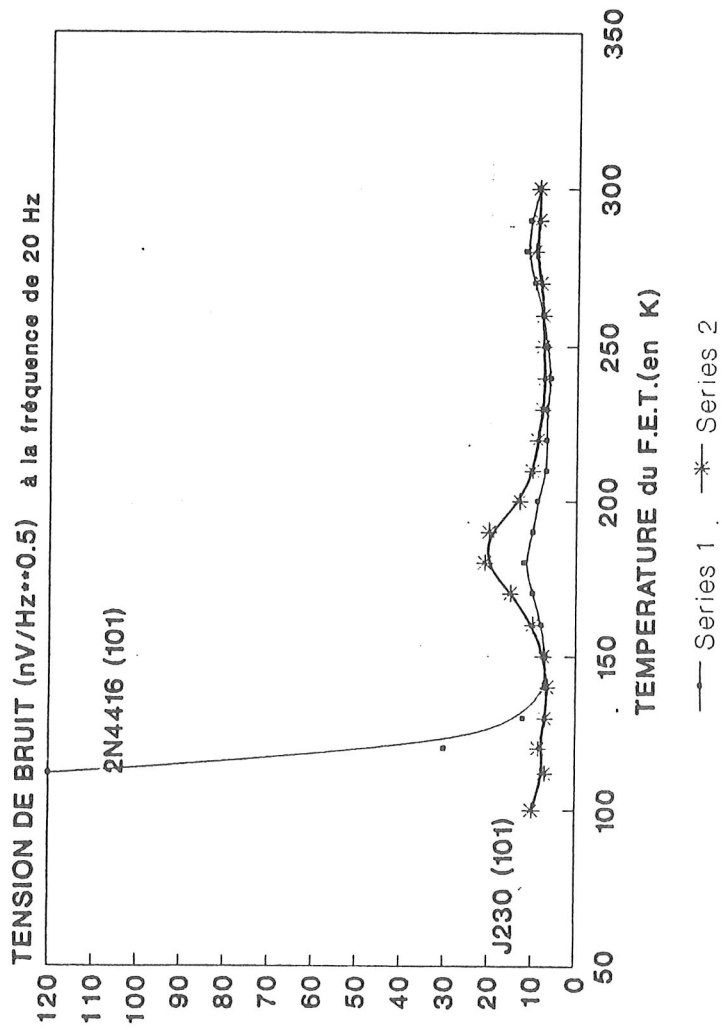
 **InterFET**
214-487-1287
FAX 214-276-3375

PROCESS 2N6453^{D33}

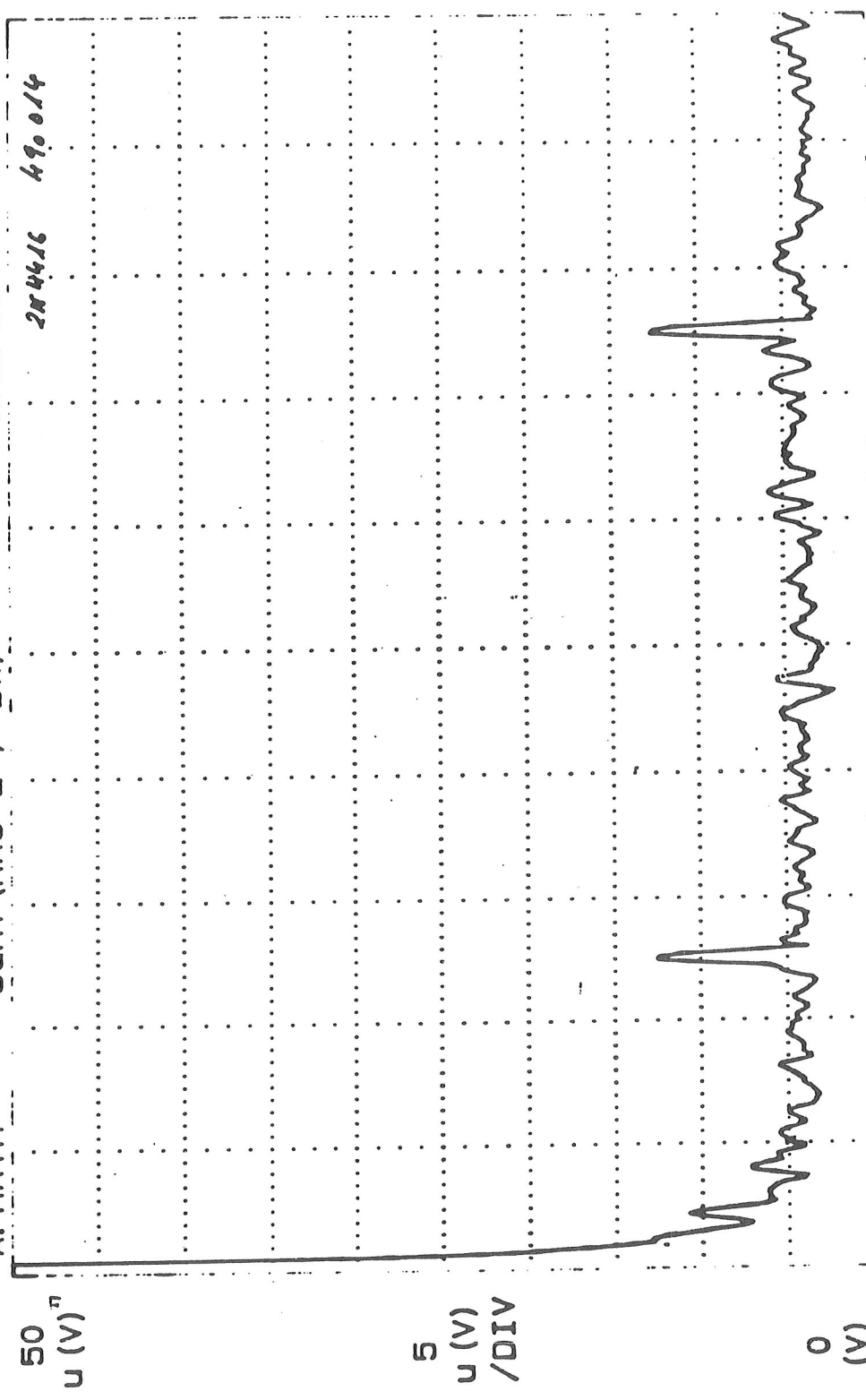
NJ132L Process
SILICON JUNCTION FIELD-EFFECT TRANSISTOR



TENSION DE BRUIT EN FONCTION DE LA
TEMPERATURE DU P.C.T. (en K)



RANGE: -51 dBV STATUS: PAUSED
A: MATH SQRT (MAG² / BW) RMS: 10 23 APR 50
204416 490.014



START: 0 HZ BW: 1.9097 HZ STOP: 200 HZ
X: 20 HZ Y: 4.903 u(V) RMS

DÉTECTION SYNCHRONÉ NUMÉRIQUE A BASSE FRÉQUENCE

LE PROJET SP7-PRONAOS COMPREND QUATRE VOIES DE MESURE EN RÉGIME MODULÉ AVEC UNE EXCURSION DE FRÉQUENCE POSSIBLE ENTRE 5 ET 35 Hz.

DEVANT LES PROBLÈMES POSÉS PAR :

- LA STABILITÉ DE GAIN
- LA DÉRIVÉ EN TEMPÉRATURE
- LE CHANGEMENT PÉRIODIQUE DE GAIN PAR LE PASSAGE EN MODE CALIBRATION

NOUS AVONS ÉTUDIÉ ET RÉALISÉ UNE DÉTECTION SYNCHRONÉ NUMÉRIQUE BASÉE SUR UNE CONVERSION TENSION - FRÉQUENCE

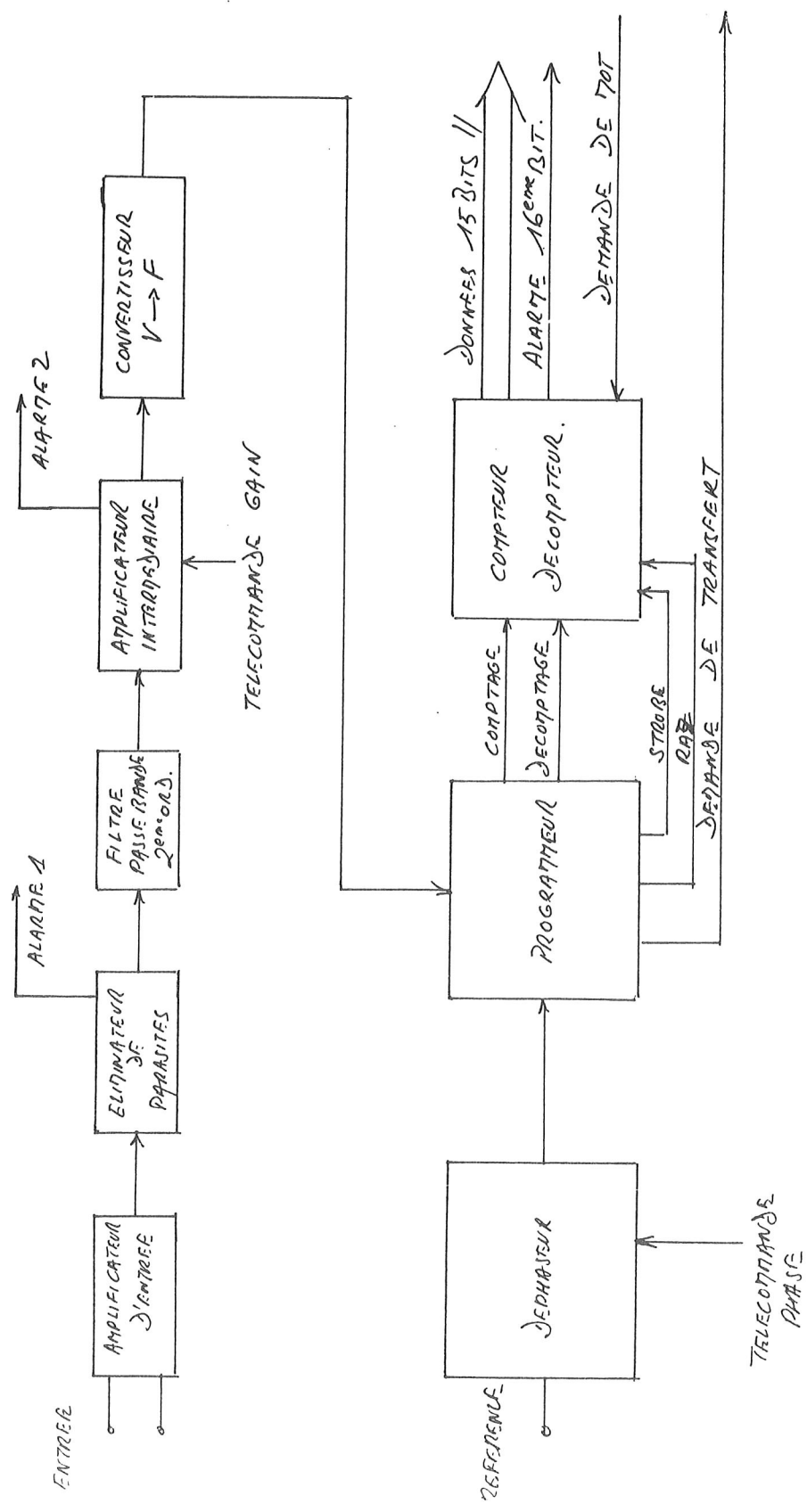
LES AMELIORATIONS OBTENUES DANS LA FABRI-
-CATION DE COMPOSANTS TELS QUE :

- LES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS
- LES AMPLIFICATEURS D'INSTRUMENTATION A
GAIN PROGRAMMABLE
- LES CONVERTISSEURS TENSION-FREQUENCE

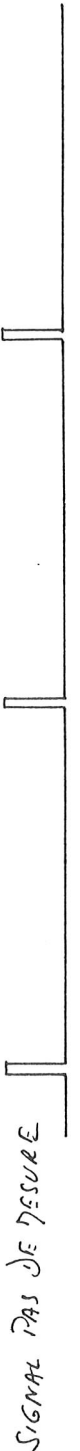
ONT PERMIS DE RESOUDRE LES PROBLEMES
TECHNIQUES POSES :

- STABILITE DE GAIN
- DERIVE D'OFFSET EN TEMPERATURE
- AMPLIFICATEURS A GAIN PROGRAMMABLE
A OFFSET CONSTANT
- CONVERTISSEURS TENSION-FREQUENCE
FONCTIONNANT EN MODE SYNCHRONE

DETECTION SYNCHRONE NUMERIQUE



SIGNAUX DE DETECTION SYNCHRONIS NUMERIQUE



2 DELAI DE TRANSFERT

3 RAZ.

LA DETECTION SYNCHRONISME EST EQUIVALENTE A
UN FILTRAGE A BANDE ETROITE ASSOCIE A UNE
DISCRIMINATION DE LA PHASE

DEUX ETAGES SONT PRIORDIAUX :

- LE DETECTEUR SENSIBLE A LA PHASE
- LE FILTRE PASSE-BAS

LE DETECTEUR DE PHASE MULTIPLIE LE SIGNAL
D'ENTREE PAR LE SIGNAL DE REFERENCE

LA CONSTANCE DE TEMPS T_F DU FILTRE PASSE-BAS
DETERMINE LE RAPPORT SIGNAL/BRUIT

LE DETECTEUR DE PHASE DOIT AVOIR UNE GRANDE
LINEARITE

LE SIGNAL DE REFERENCE EST EN GENERAL
UN SIGNAL CARRE ET SA VALEUR MOYENNE

DOIT ETRE NULLE POUR ASSURER LE REJET
DES FREQUENCES INFERIEURES A $1/T_F$

L'INSENSIBILITE AUX DERIVES ET L'AUGMENTA-
-TION DE T_F ($S/B \nearrow$) SONT CONTRADICTOIRES

AVANTAGES DE LA DETECTION SYNCHRONISÉENUMÉRIQUE

LA NULLITÉ DE LA VALEUR MOYENNE DU SIGNAL DE RÉFÉRENCE EST ASSURÉE PAR L'INVERSION DU SENS DE COMPTAGE

LA LINÉARITÉ TOTALE NE DÉPEND PLUS QUE DE L'AMPLIFICATEUR ET DU CIRCUIT TENSION-FRÉQUENCE

LA DÉRIVÉE DU FILTRE PASSE-BAS EST SUPPRIMÉE.

LA PRÉCISION GLOBALE EST LIÉE AUX PERFORMANCES DU CIRCUIT TENSION-FRÉQUENCE

- CIRCUITS UTILISÉS :

- CONVERTISSEUR TENSION-FRÉQUENCE AD 651
LINÉARITÉ : 10^{-4} À $F = 2\text{MHz}$. $10\text{V}/2\text{MHz}$

- PLEINE ÉCHELLE DÉFINIE PAR HORLOGE EXTERNE

- CALIBRATION DU GAIN ET DE L'OFFSET

LE CONVERTISSEUR FONCTIONNE EN ENTREE
MONOPOLAIRE DE 0 A 10V .

UNE TENSION D'OFFSET STABILISEE DE 5VOLTS
PERMET DE S'AFFRANCHIR DES DERIVES D'OFFSET
POSSIBLES AUTOUR DU POINT 0V

- AMPLIFICATEUR A GAIN PROGRAMMABLE AD 526

GAIN PROGRAMMABLE DE 1 A 16 EN BINAIRE

NON LINEARITE : $5 \cdot 10^{-5}$

BRUIT : $70 \text{ nV} \sqrt{\text{Hz}}$ A 10Hz

CARACTERISTIQUES GENERALES DE LADETECTION SYNCHRONISME NUMERIQUE

- FREQUENCE AJUSTABLE ENTRE 5 ET 35 Hz
- FILTRAGE PASSE-BANDE 2^{eme} ORDRE B.P. 3dB = 15 Hz
- GAIN REGLABLE PAR TELECOMMANDE : 8 PAS DE 6dB
DANS UN RAPPORT 1 A 128
- GAIN MAXIMAL $3 \cdot 10^3$
- DEPHASAGE NUMERIQUE REGLABLE PAR
TELECOMMANDE $\pm 180^\circ$ PAS : $0,36^\circ$
- BRUIT RAMENE A L'ENTREE A LA FREQUENCE
DE MODULATION : $50 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- STABILITE DE PHASE : 10^{-7}

COMPOSITION DU MODULE ELECTRONIQUE DEMESURE

- QUATRE CANAUX DE DETECTION SYNCHRONISÉE
- TROIS CARTES DE TRANSFORMATIONS DE DONNÉES

PAR CANAL :

- CARTE ANALOGIQUE
- CARTE DÉPHASEUR NUMÉRIQUE
- CARTE PROGRAMMEUR.
- CARTE TELECOMMANDE DE LA PHASE
- CARTE ALIMENTATIONS ET TELECOMMANDE DE GAIN

TRANSFORMATION DES DONNÉES

- DEUX CARTES DE COMPTAGE ET DÉCOMPTAGE
- CARTE DE DEMANDE DE TRANSFERT ET ENVOI D'ALARME
- CARTE DE TRANSFERT DE DONNÉES PARALLÈLES SÉRIÉES

BIBLIOGRAPHIE

- The new (?) wave : Digital lock-in amplifiers
L.G. RUBIN Rev. Sci. Inst. 59(3), March 1988
- The Suppression of charged-particle-induced noise
in infrared-detectors
J.R. HOUCK and J.A. BRIOTTA Infrared Phys. Vol 22
pp 215-219 1982
- Versatile digital lock-in detection technique : Application
to spectrofluorometry and other fields
S. COVA and A. LONGONI I. FREITAS
Rev. Sci. Inst. 50(3) March 1979
- Low-Frequency digital lock-in amplifier
P.A. PROBST and B. COLLET
Rev. Sci. Inst. 56(3) March 1985
- Digital phase shifter with a wide dynamic range
S. MURUGESAN Electronic Engineering August 1984

ANNEXE

DEUX TYPES D'AMPLIFICATEURS AYANT ETE REALISES
AU LABORATOIRE SONT PRESENTES ICI

I) LE PREAMPLIFICATEUR DE TYPE CASCODE JONT
L'AVANTAGE PRINCIPAL EST LA REDUCTION DE
LA CAPACITE D'ENTREE.

L'OPTIMISATION EN BRUIT EST OBTENUE PAR
LE REGLAGE DU COURANT DRAIN

POUR $I_D \approx 5 \text{ A } 8 \text{ mA}$ $e_n = 1,5 \text{ A } 2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $R_g = 0$

POUR UNE FREQUENCE $F = 20 \text{ Hz}$

II) L'AMPLIFICATEUR TRANS-IMPEDANCE EN MODE
COURANT

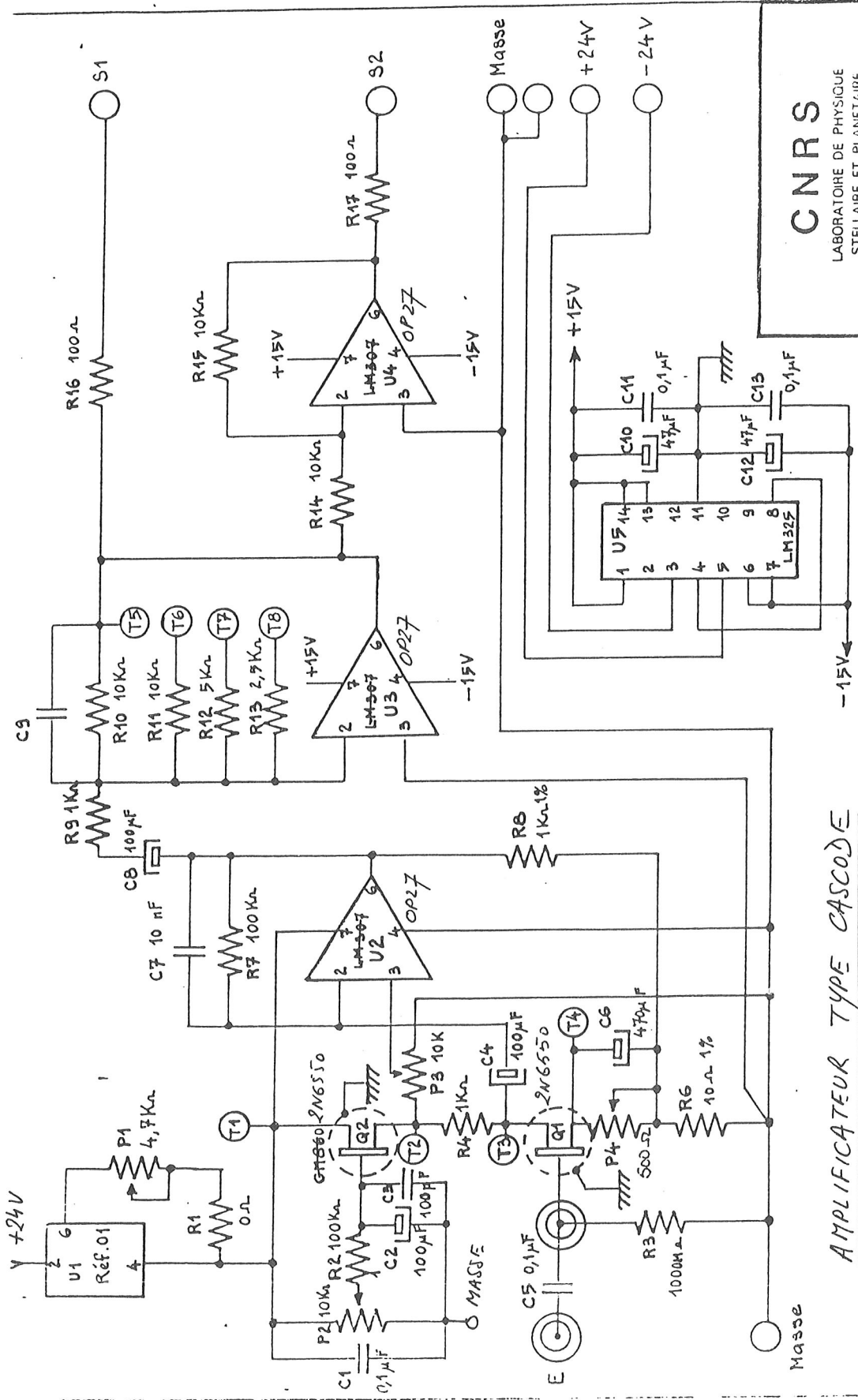
- DOUBLE TEC 2N6483 REFROIDIS A 150°K

- DETECTEUR: DIODE SILICIUM A 77°K

- RESISTANCE DE CONTRE-REACTION A 77°K , LA

VALEUR $R = 200 \text{ M}\Omega$ ETANT ADAPTEE AU FONC-

-TIONNEMENT DE L'AMPLIFICATEUR A $F = 300 \text{ Hz}$



AMPLIFICATEUR TYPE CASCADE

CNRS
 LABORATOIRE DE PHYSIQUE
 STELLAIRE ET PLANETAIRE
 91370 - VEHRIERES LE BUISSON
 BOITE POSTALE N° 10 - TEL.: 970.10.60

44

AMBI I INFRARA-BAIICE NID IRAMA

23 OCT 1979.

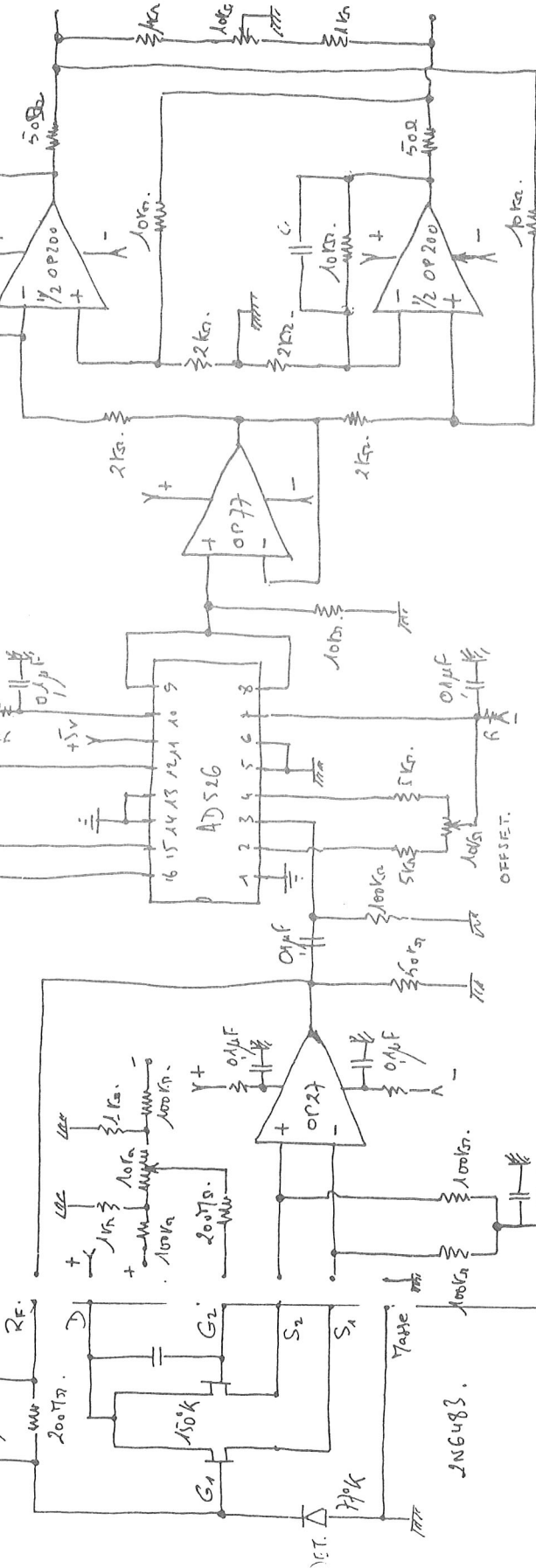
ADPLI INTERFEROMETRIE

Comande de gain. 1 à 16.

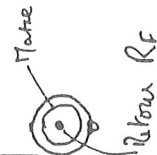
800°C.

770k.

Cvar 10 5 pF



AMPLIFICATEUR TYPE TRANS-IMPEDANCE



D1G2S1S1



