

CARLOS ALBERTO DOS REIS FILHO

Engenheiro Eletricista - E.E.S.C.U.S.P., 1974

Mestre em Engenharia - FEC/UNICAMP, 1978

CORREÇÃO DE CURVATURA EM FONTES
DE REFERÊNCIA TIPO "BANDCAP"

Dissertação apresentada à Faculdade de
Engenharia de Campinas da UNICAMP como
requisito parcial para obtenção do tí
tulo de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Carlos Ignacio Zamitti Mammana
FEC/UNICAMP

Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia de Campinas
Departamento de Engenharia Elétrica
Laboratório de Eletrônica e Dispositivos

Novembro/1982

Este trabalho contou com o apoio financeiro e facilidades das seguintes entidades:

- TELEBRAS - Através dos contratos: 680/73 TCJ; 143/76 TCJ;
058/81 JDPqD.
- FINEP - Através do contrato: FINEP/FUNCAMP B/72/81/409/00/00.
- CNPq.

Agradeço:

Ao Sr. A.Paul Brokaw pelos ensinamentos, orientação (extra oficial) e pela oportunidade que me deu de conviver com o Grupo de Projeto de Produtos Avançados da "Analog Devices Semiconductors" durante o segundo trimestre de 1981.

Aos senhores Peter Holloway, Mike Timko, Bob Tsang e Barrie Gilbert por tantas informações e discussões profícuas.

Ao Charles pelas medidas dos transistores e Toninho pelas montagens de "Kit Parts".

À Profa. Cristina Bezerra pelas discussões sobre métodos numéricos de aproximação.

Ao Prof. Mammana pela orientação e a todos aqueles que de alguma forma participaram deste trabalho.

RESUMO

NESTE TRABALHO PROPOMOS UMA TÉCNICA DE PROJETO PARA MINIMIZAÇÃO DO COEFICIENTE TÉRMICO DE FONTES DE REFERÊNCIA DE TENSÃO DO TIPO "CÉLULA DE BAUDEAP DE BROKAW".

A CURVATURA TÍPICA OBSERVADA NA CARACTERÍSTICA ($V_R \times T$) DESSAS FONTES É COMPENSADA, ENTÃO, PELA VARIAÇÃO TÉRMICA, OPOTA A CURVATURA, DA TENSÃO RESIDUAL DE UM AMPLIFICADOR OPERACIONAL NÃO CONVENCIONAL QUE POLARIZA A CÉLULA.

NA APRESENTAÇÃO DO TRABALHO PROPOMOS UMA CLASSIFICAÇÃO DAS FONTES DE REFERÊNCIAS DE BAUDEAP EXISTENTES E DISCUTIMOS AS DIVERSES CAUSAS DA TÍPICA CURVATURA. PARA CONFRONTAR O QUE É PROPOSTO COM A REALIDADE ATUAL, SÃO MOSTRADOS OS CIRCUITOS EQUIVALENTES QUE HOJE REPRESENTAM O ESTADO DA ARTE.

IMPLEMENTANDO A TÉCNICA PROPOSTA SÃO APRESENTADOS DOIS CIRCUITOS DÍSTINTOS UM DOS QUALIS INTRODUZ A UTILIZAÇÃO DE TRANSISTORES PNP'S - LATERAIS COMO ELEMENTOS DE CORREÇÃO DE CURVATURA.

ÍNDICE

CAPÍTULO - I

1.1 - FUNDAMENTOS	1.1
1.2 - CLASSIFICAÇÃO DAS CÉLULAS DE BANDA-P	1.4
1.2.1 - CÉLULA DE WIDLAR	1.4
1.2.2 - CÉLULA DE AHMED	1.8
1.2.3 - CÉLULA DE NEIJER	1.11
1.2.4 - CÉLULA DE DOBKIN	1.14
1.2.5 - CÉLULA DE BROKAW	1.17

CAPÍTULO - II

2.1 - INTRODUÇÃO	2.1
2.2 - A TENSÃO (V_{BE})	2.2
2.2.1 - EQUACIONAMENTO DE $V_g(T)$ E $\mu_m(T)$ PRO-SÍNTESE	2.6
2.2.2 - EQUACIONAMENTO DE $V_g(T)$ E $\mu_m(T)$ PRO-ANÁLISE	2.7
2.3 - A TENSÃO DIFERENCIAL (ΔV_{BE})	2.14
2.3.1 - INFLUÊNCIAS DO ESPELHO DE CORRENTE UTILIZADO.	2.15
2.4 - O FATOR DE AMPLIFICAÇÃO (K).	2.20

CAPÍTULO - III

3.1 - INTRODUÇÃO	3.1
3.2 - FONTE DE REFERÊNCIA LM-168 (NATIONAL)	3.1
3.3 - V_{REF} - CONVERSOR A/D 12 BITS (A.M.D.)	3.4
3.4 - CORREÇÃO DE CURVATURA POR LINEARIZAÇÃO DE (V_{BE})	3.7

CAPÍTULO - IV

4.1 - INTRODUÇÃO	4.1
4.2 - DESCASAMENTO DOS COMPONENTES CRÍTICOS	4.1
4.3 - TRANSCONDUTÂNCIA DIFERENCIAL DA CÉLULA DE BROKAW	4.2
4.4 - SIMULAÇÃO DE UMA CÉLULA COM CORREÇÃO DE CURVATURA.	4.4
4.5 - ESTRUTURAS QUE VIABILIZAM A TÉCNICA PROPOSTA	4.11
4.5.1 - GERAÇÃO DE CORRENTES P_{TAT} , C_{TAT} E N_{PO} E SUAS COMBINAÇÕES.	4.13
4.6 - O CIRCUITO IMPLEMENTADO	4.18
4.7 - RUÍDO INTRÍNSECO À CÉLULA DE BROKAW	4.20

CAPÍTULO - V

5.1 - CARACTERIZAÇÃO TÉRMICA DE TRANSISTORES PNP-LATERAIS	5.1
5.1.1 - EXPERIMENTO	5.1
5.1.2 - RESULTADOS	5.2
5.2 - CORREÇÃO DE CURVATURA COM PNP-LATERAIS: CIRCUITO IMPLEMENTADO.	5.4

APÊNDICES

A -	REGULAÇÃO DE LUMINA DA CÉLULA DE WIDLAR	A.1
B -	REGULAÇÃO DE LUMINA DA CÉLULA DE AHMED	A.4
C -	REGULAÇÃO DE LUMINA DA CÉLULA DE DOBKIN	A.8
D -	CARACTERIZAÇÃO TÉRMICA DE TRANSISTORES BIPOLARES, MANTENDO $V_{CB} \approx 0V$.	A.12
E -	TRANSCONDUÇÃO DIFERENCIAL DA CÉLULA BÁSICA DE BECKMAN.	A.15

REFERÊNCIAS.

R.1

CAPÍTULO - I

1.1 - FUNDAMENTOS

1.2 - CLASSIFICAÇÃO DAS CÉLULAS DE BANDGAP.

RESUMO:

É FEITA UMA DESCRIÇÃO SIMPLIFICADA DO PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DAS ESTRUTURAS OU CÉLULAS DE BANDGAP.

OS DIVERSOS CIRCUITOS DE FONTES DE REFERÊNCIA DE TENSÃO SÃO AGRUPADOS E CLASSIFICADOS PELA CONFIGURAÇÃO DA CÉLULA DE BANDGAP BÁSICA.

CAPÍTULO - I

1.1- FUNDAMENTOS

A CELULA TIPO "BANDGAP" INTRODUZIDA POR WIDLAR EM 1971 [1] CARACTERIZA-SE PELA COMPENSAÇÃO TÉRMICA DA TENSÃO BASE-EMISSOR (V_{BE}) DE UM TRANSISTOR BIPOLAR ATRAVÉS DA DIFERENÇA ENTRE AS TENSÕES (V_{BE}) DE DOIS TRANSISTORES MONOLÍTICOS (ΔV_{BE}) QUE OPERAM COM DIFERENTES DENSIDADES DE CORRENTES DE COLETOR.

NESTA ESTRUTURA O COEFICIENTE TÉRMICO NEGATIVO DA TENSÃO (V_{BE}) É COMPENSAO PELO COEFICIENTE TÉRMICO POSITIVO E AJUSTÁVEL DA TENSÃO DIFERENCIAL (ΔV_{BE}).

UMA DESCRIÇÃO SIMPLIFICADA DESTA TÉCNICA DE COMPENSAÇÃO TÉRMICA, FEITA AQUI APENAS COM INTERESSE DIDÁTICO, BASEIA-SE EM CONCEITOS E RELAÇÕES JÁ CONSAGRADOS. É O CASO, POR EXEMPLO, DA EQUAÇÃO DE SHOCKLEY QUE TAMBÉM SE APLICA À JUNÇÃO BASE-EMISSOR DE UM TRANSISTOR BIPOLAR QUANDO $V_{CB} \cong 0$. [2].

$$J_C = J_S \left[e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right] \cong J_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (1.1)$$

ONDE:

J_C = DENSIDADE DE CORRENTE DE COLETOR

V_T = TENSÃO TERMODINÂMICA (KT/q)

J_S = DENSIDADE DE CORRENTE DE SATURAÇÃO REVERSA, DEFINIDA EM [3] POR:

$$J_S \cong C \cdot T^m e^{\frac{-V_G}{V_T}} \quad (1.2)$$

SEJAM:

C, m = CONSTANTES CARACTERÍSTICAS DO MATERIAL E DO PROCESSO DE FABRICAÇÃO DO TRANSISTOR.

V_G = TENSÃO EQUIVALENTE À ENERGIA DE BANDGAP DO SILÍCIO, CUYA VARIAÇÃO POR EFEITO TÉRMICO É, EM PRIMEIRA ORDEM, LINEAR; OU SEJA:

$$V_G \cong V_{G0} - \alpha T \quad (1.3)$$

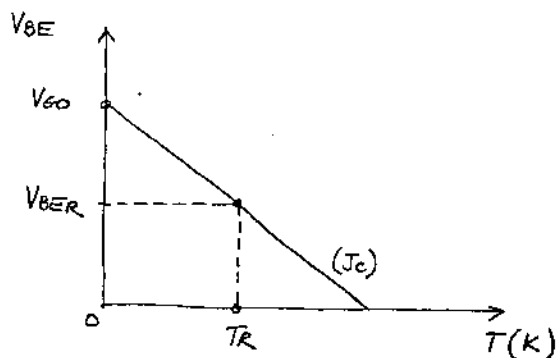
V_{G0} = VALOR DA TENSÃO DE BANDGAP EXTRAPOLADO PARA ZERO KELVÍN.

α = COEFICIENTE DE VARIAÇÃO TÉRMICA.

MANIPULANDO AS EQUAÇÕES (1.1), (1.2) E (1.3) CHEGA-SE FACILMENTE A UMA EXPRESSÃO PARA A TENSÃO (V_{BE}):

$$V_{BE} \approx V_{G0} - \alpha \cdot T \quad (1.4)$$

ONDE OS TERMOS LOGARÍTMICOS FORAM DESPREZADOS.
ESTA EQUAÇÃO ESTÁ REPRESENTADA NA FIGURA-1.1



[FIG-1.1] - APROXIMAÇÃO LINEAR DE $V_{BE}(T)$

POR INSPEÇÃO DA FIGURA-1.1, TEMOS QUE:

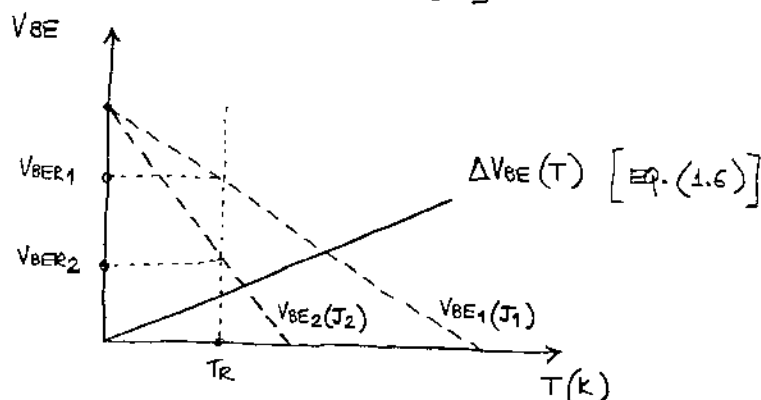
$$\alpha = \frac{V_{G0} - V_{BER}}{T_R} \quad (1.5)$$

(V_{BER}) É O VALOR DA TENSÃO (V_{BE}) NA TEMPERATURA DE REFERÊNCIA (T_R) PARA UM TRANSISTOR QUE OPERA COM UMA CERTA DENSIDADE DE CORRENTE DE COLETOR (J_C).

PARA DOIS TRANSISTORES COM DIFERENTES DENSIDADES DE CORRENTE DE COLETOR A DIFERENÇA ENTRE SUAS TENSÕES (V_{BE}) É DADA POR:

$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} = \left(\frac{V_{BER1} - V_{BER2}}{T_R} \right) T \quad (1.6)$$

ESTA EQUAÇÃO ESTÁ REPRESENTADA NA FIG. [1.6]



[FIG-1.2] - COMPENSAÇÃO TÉRMICA DE $V_{BE}(T)$.

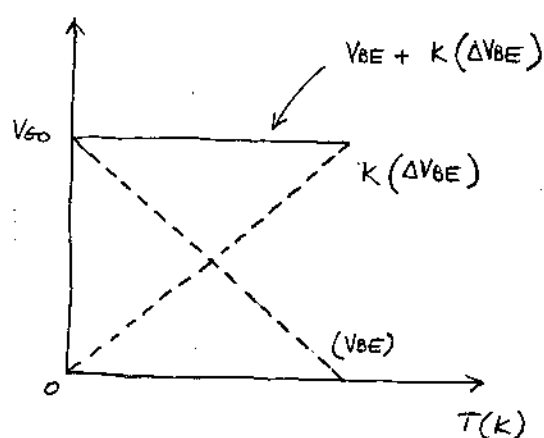
UMA OUTRA EXPRESSÃO PARA A TENSÃO DIFERENÇA DE (V_{BE})S É DERIVADA A PARTIR DE (1.1):

OU SEJA:

$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \frac{J_{C1}}{J_{C2}} \quad \text{--- (1.7)}$$

ONDE J_{C1} E J_{C2} CORRESPONDEM ÀS DENSIDADES DE CORRENTE DE COLETOR DOS TRANSISTORES CONSIDERADOS.

CONCLUINDO: A SOMA DA TENSÃO (V_{BE}) DE UM TRANSISTOR COM UMA TENSÃO PROPORCIONAL A (ΔV_{BE}) OBTIDA A PARTIR DE DOIS TRANSISTORES SOB DIFERENTES DENSIDADES DE CORRENTE RESULTA EM UMA TENSÃO CONSTANTE EM TEMPERATURA.



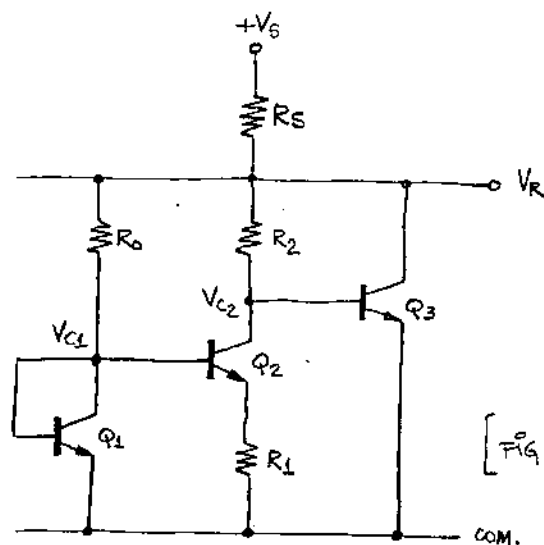
[FIG-1.3] - OBTENÇÃO DE UM POTENCIAL CONSTANTE EM (T).

COMO MOSTRA A FIGURA-1.3 A TENSÃO RESULTANTE TEM O VALOR DE (V_{EO}) OU SEJA: A TENSÃO DE "BANDGAP" EXTRAPOLADA PARA ZERO KELVINS; POR ESSE MOTIVO AS FONTES DE REFERÊNCIA DE TENSÃO QUE SE BASEIAM NESTA TÉCNICA DE COMPENSAÇÃO TÉRMICA SÃO CHAMADAS DE BANDGAPS.

UM LEVANTAMENTO DE ESQUEMAS DE CIRCUITOS DE FONTES DE REFERÊNCIA E REGULADORES DE TENSÃO INTEGRADOS MOSTRA QUE AS CÉLULAS BÁSICAS DE BANDGAP (CIRCUITOS DE CONFIGURAÇÃO MÍNIMA) PODEM SER CLASSIFICADAS EM CINCO TIPOS, A CADA UMA DAS QUAIS FOI DADO O NOME DE SEU AUTOR.

1.2. CLASSIFICAÇÃO DAS CÉLULAS DE BANDGAP:

1.2.1 - CÉLULA DE WIDLAR:



ESTE CIRCUITO, QUE CORRESPONDE À PRIMEIRA CÉLULA DE BANDGAP PUBLICADA, GERA UMA TENSÃO ESTÁVEL (V_R) CUJO VALOR, POR INSPEÇÃO DA FIGURA-1.4, É DADO POR:

$$V_R = V_{BE3} + \frac{R_2}{R_1} (V_{BE1} - V_{BE2}) \quad \text{--- (1.8)}$$

VEJAMOS, ATRAVÉS DE UMA ANÁLISE QUALITATIVA, COMO O CIRCUITO SE COMPORTA:

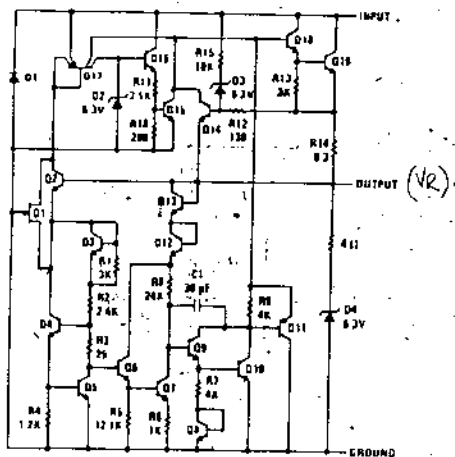
PARA NÍVEIS DE TENSÃO DE AUMENTAÇÃO (V_S) LOGO ACIMA DO MÍNIMO NECESSÁRIO PARA COLOCAR Q_1 EM CONDUÇÃO E CONSEQUENTEMENTE BAIXOS NÍVEIS DE CORRENTE TANTO EM Q_1 COMO EM Q_2 , A QUEDA DE POTENCIAL EM R_1 É TÃO BAIXA QUE OS DOIS TRANSISTORES Q_1 E Q_2 DESEMPENHAM A FUNÇÃO DE UM ESPELHO DE CORRENTE, OU SEJA: $I_{C1} = I_{C2}$.

ASSIM SENDO O POTENCIAL (V_{C2}) CRESCER PROPORCIONALMENTE A (V_{C1}) NA RAZÃO INVERSA DOS RESISTORES DE COLETOR R_0 E R_2 , NO CASO $R_2 > R_0$. A MEDIDA EM QUE A TENSÃO DE AUMENTAÇÃO SOBE, MAIORES NÍVEIS DE CORRENTE FLUEM PELOS TRANSISTORES E A QUEDA DE POTENCIAL EM R_1 ATENUA O CRESCIMENTO DA CORRENTE DE COLETOR EM Q_2 , NESTAS CONDIÇÕES O PAR Q_1, Q_2 OPERA COMO UM ESPELHO DE CORRENTE LOGARÍTMICO, O QUE PROVOCA UMA SUBIDA MAIS RÁPIDA DO POTENCIAL (V_{C2}) ATÉ O PONTO EM QUE O TRANSISTOR Q_3 ENTRA EM CONDUÇÃO E ESTABELECE NO CIRCUITO UMA REGULAÇÃO TIPO "SHUNT".

A TAXA DE REGULAÇÃO DESTES CIRCUITO ($\partial V_R / \partial V_S$) É FORTEMENTE INFLUENCIADA PELA RESISTÊNCIA DE AUMENTAÇÃO - R_S COMO MOSTRA A ANÁLISE FEITA NO APÊNDICE - A. É, PORTANTO, ACONSELHÁVEL QUE ESTE CIRCUITO SEJA AUMENTADO POR UMA FONTE DE CORRENTE.

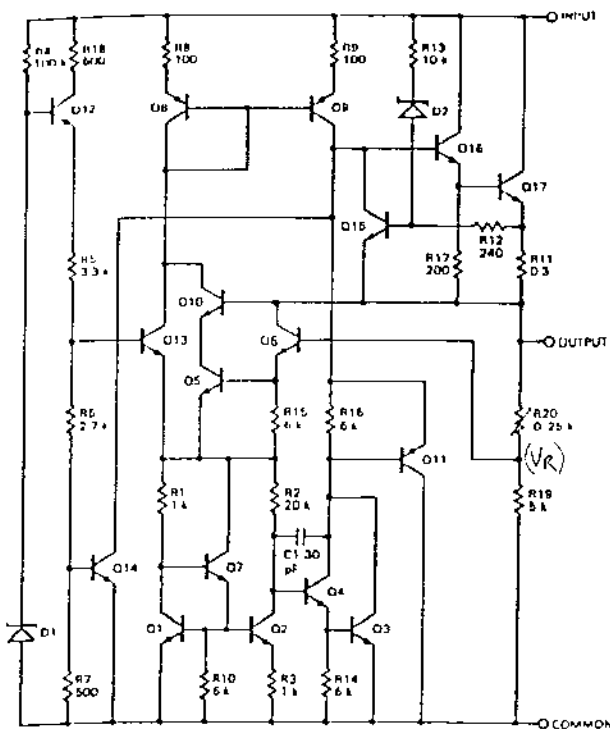
O DESEMPENHO TÉRMICO DO CIRCUITO, QUE É APENAS RAZOÁVEL E MUITO AQUELO DAS ESPERATIVAS BASEADAS NA ANÁLISE DE 1ª ORDEM

FEITA NO ÍTEM ANTERIOR NÃO PROMOVE A SUA UTILIZAÇÃO EM FONTES DE REFERÊNCIA DE ALTA ESTABILIDADE TÉRMICA. SUA SIMPLICIDADE E O ENVOLVIMENTO DE POUCOS COMPONENTES, ENTRETANTO, JUSTIFICAM A SUA UTILIZAÇÃO COMO REFERÊNCIA DE TENSÃO EM REGULADORES DE TENSÃO INTEGRADOS COMO É O CASO DOS C.I.S. 109 E AS SÉRIES 78XX E 79XX CUJOS ESQUEMAS SÃO MOSTRADOS NAS FIGURAS 1.5, 1.6 E 1.7, RESPECTIVAMENTE. OUTRAS VERSÕES DESTA CÉLULA SÃO TAMBÉM MOSTRADAS NAS FIGURAS 1.8 E 1.9.



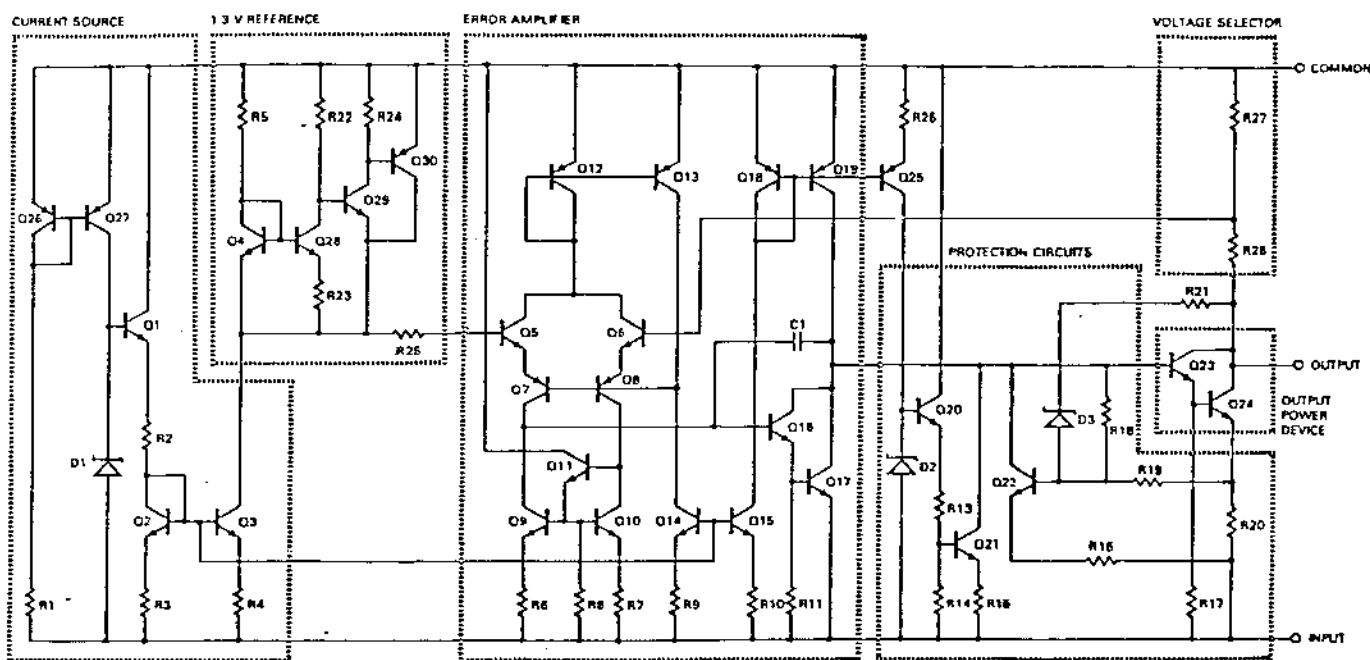
$$V_R = V_{BE10} + V_{BE9} + \left(\frac{R_8}{R_6} \right) [V_{BE5} + V_{BE4} - V_{BE6} - V_{BE2}] + V_{BE12} + V_{BE13}$$

[FIG-1.5] - REGULADOR DE TENSÃO LM-109 (NATIONAL)

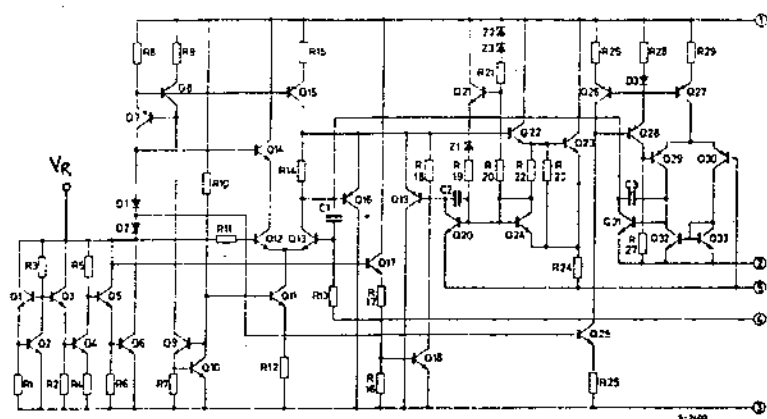


$$V_R = V_{BE3} + V_{BE4} + V_{BE5} + V_{BE6} + \left(\frac{R_2}{R_3} \right) [V_{BE1} - V_{BE2}]$$

[FIG-1.6] - REGULADOR DE TENSÃO LM-7805 (NATIONAL)

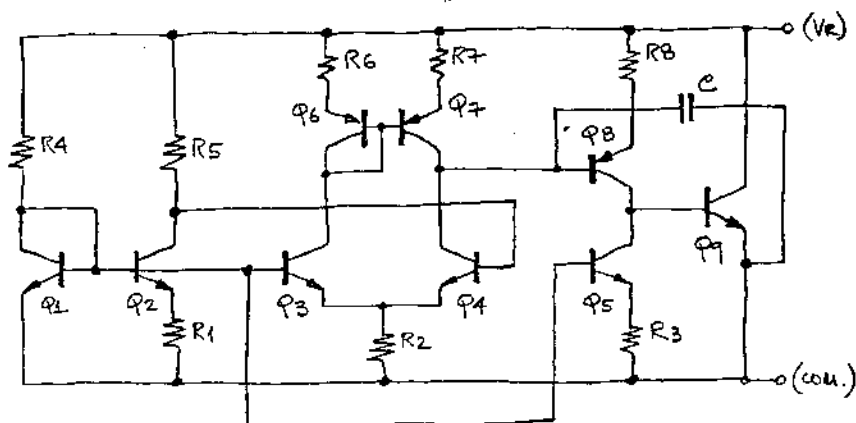


[Fig-1.7] - REGULADOR DE TENSÃO - LM-79XX (NATIONAL)



[Fig-1.8] - REGULADOR DE TENSÃO - L-200 (SGS-ATES)

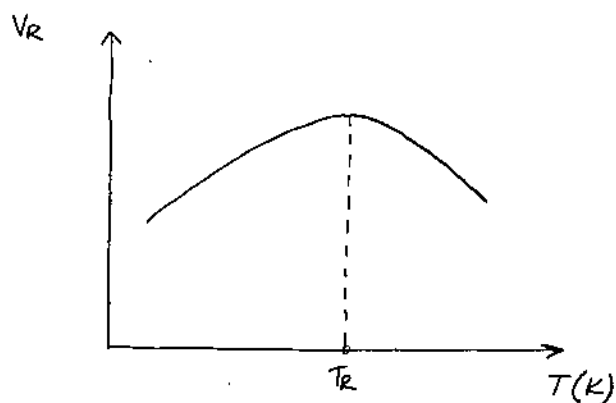
$$V_R = V_{GS} = \frac{R_5}{R_4} (V_{GS2} - V_{GS1}) = V_{GS} = \frac{R_5}{R_4} (V_{GS1} - V_{GS2})$$



$$V_R = V_{GS} = \frac{R_5}{R_4} (V_{GS1} - V_{GS2})$$

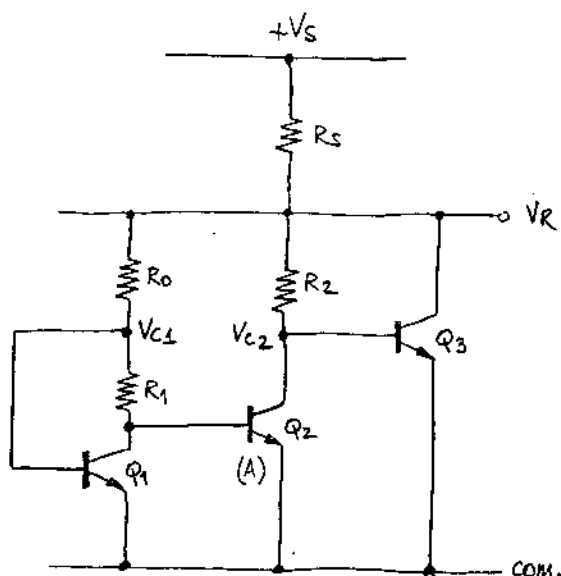
[Fig-1.9] -

OS RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA CARACTERIZAÇÃO TÉRMICA DESTA CÉLULA MOSTRAM NÃO UMA TENSÃO (V_R) CONSTANTE EM TEMPERATURA MAS UMA CURVATURA CUJO PONTO DE MÁXIMO PODE SER FEITO CORRESPONDER A UMA TEMPERATURA PRÉ-DETERMINADA (T_R), FAZENDO, DESTA MODO, COM QUE O SEU COEFICIENTE TÉRMICO SEJA MÍNIMO EM TORNO DE (T_R).



[FIG-1.10] - COMPORTAMENTO TÉRMICO TÍPICO DA TENSÃO DE SAÍDA DE UMA CÉLULA DE BANDGAP.

1.2.2 - CÉLULA DE AHMED



[FIG-1.11] - CÉLULA DE AHMED

ESTE CIRCUITO QUE RESULTA DE UMA ALTERAÇÃO PROVEITOSA DA CÉLULA DE WIDLAR GERA UMA TENSÃO ESTÁVEL (V_R), DADA POR:

$$V_R = V_{BE1} + \frac{R_0}{R_1} [V_{BE1} - V_{BE2}] \text{ ----- (1.9)}$$

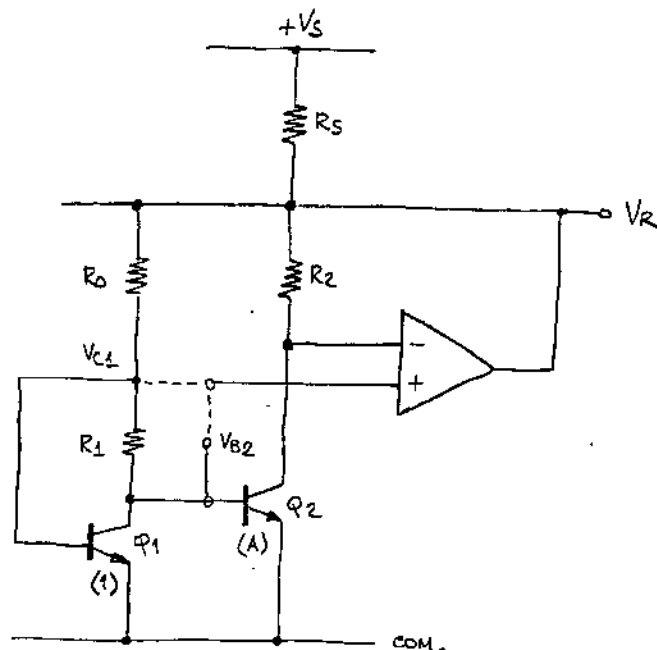
ANALISEMOS QUALITATIVAMENTE O SEU COMPORTAMENTO PÓS-EXCITAÇÃO E EM QUE DIFERE DA CÉLULA ANTERIOR:

PARA NÍVEIS DE TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO (V_S) LOGO ACIMA DO MÍNIMO NECESSÁRIO PARA A CONDUÇÃO DE Q_1 PELO QUAL FLUE UMA CORRENTE DE COLETOR MUITO BAIXA, A QUEDA DE POTENCIAL EM R_1 É TÃO BAIXA, NESTAS CONDIÇÕES, QUE OS TRANSISTORES Q_1 E Q_2 ATUAM COMO UM ESPELHO DE CORRENTE, IGUALANDO SUAS DENSIDADES DE CORRENTE DE COLETOR. PELO TRANSISTOR Q_2 , ENTRETANTO, QUE TEM ÁREA DE EMISSOR A-VEZES MAIOR QUE A DE Q_1 , FLUE UMA CORRENTE DE COLETOR A-VEZES MAIOR; DESSE MODO, ENQUANTO OS POTENCIAIS (V_{C1}) E (V_R) SOBEM ACOMPANHANDO A AUMENTAÇÃO (V_S) O POTENCIAL (V_{C2}) DECE RAPIDAMENTE, TENDENDO A SATURAR Q_2 E IMPEDINDO A CONDUÇÃO DE Q_3 .

COM O AUMENTO DA CORRENTE DE COLETOR EM Q_1 , EM CONSEQUÊNCIA DO AUMENTO DE (V_S) A QUEDA DE POTENCIAL EM R_1 ATUA NO SENTIDO DE IMPEDIR A CONDUÇÃO DE Q_2 , PROPICIANDO ASSIM A SUBIDA DO POTENCIAL (V_{C2}) ATÉ O PONTO EM QUE O TRANSISTOR Q_3 INICIA SUA CONDUÇÃO E O CIRCUITO PASSA A SE COMPORTAR COMO UM REGULADOR "SHUNT". O MAIOR GANHO DE CORRENTE DA ESTRUTURA FORMADA PELOS COMPONENTES R_0 , R_1 , Q_1 E Q_2 NESTE CIRCUITO EM RELAÇÃO À ESTRUTURA FORMADA PELOS MESMOS COMPONENTES NO CIRCUITO DE WIDLAR É RESPONSÁVEL POR SEU

SUPERIOR DESEMPENHO DE REGULAÇÃO ($\partial V_R / \partial V_S$) COMO MOSTRA A ANÁLISE FEITA NO APÊNDICE - B.

EMBORA JÁ EM SUA CONFIGURAÇÃO MÍNIMA ESTA CÉLULA APRESENTE BOAS CARACTERÍSTICAS DE REGULAÇÃO ($\partial V_R / \partial V_S$) MELHORES RESULTADOS SÃO OBTIDOS, UTILIZANDO-SE UM AMPLIFICADOR DIFERENCIAL EM LUGAR DO TRANSISTOR Q_3 , COMO MOSTRA A FIGURA-1.12.



[FIG - 1.12] - CÉLULA DE AHMED COM REGULAÇÃO DE LINHA OTIMIZADA.

NO CIRCUITO BÁSICO DA FIGURA-1.11 O TRANSISTOR Q_3 ABSORVE TODA A CORRENTE EXCEDENTE "IMPOSTA" SOBRE A CÉLULA ATRAVÉS DA VARIAÇÃO DE (V_{BE3}) QUE, POR SUA VEZ, RESULTA DE UMA VARIAÇÃO EM (V_R).

ESTA SENSIBILIDADE DE (V_R) À AUMENTAÇÃO (V_S) PODE SER MINIMIZADA COM UM AUMENTO SENSÍVEL DA TRANSCONDUZÂNCIA DO ELEMENTO REGULADOR "SHUNT", O QUE É CONSEGUÍDO COM O AMPLIFICADOR DIFERENCIAL REFERENCIADO A UM PONTO MAIS ESTÁVEL QUE (V_{C2}) QUE TANTO PODE SER (V_{C1}) COMO (V_{B2}).

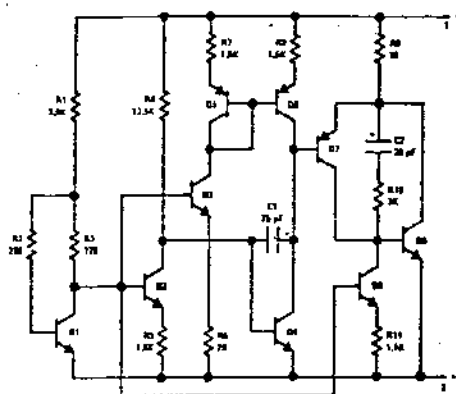
GRACAS À SUA EXCELENTE CARACTERÍSTICA DE REGULAÇÃO ESTA CÉLULA TEM SIDO UTILIZADA COMO REFERÊNCIA DE TENSÃO DISCRETA DE DOIS TERMINAIS, SUBSTITUINDO COM VANTAGENS OS DIÓDOS ZENER.

SE POR UM LADO ESTA CÉLULA REPRESENTA UMA OTIMIZAÇÃO SOBRE A CÉLULA DE WIDLAR NO QUE SE REFERE À REGULAÇÃO DE AUMENTAÇÃO, O MESMO NÃO OCORRE QUANTO À ESTABILIDADE TÉRMICA QUE DE CERTO MODO É COMPARÁVEL À ANTERIOR; A MESMA CURVATURA É OBSERVADA NAS MEDIDAS DE $V_R \times T$.

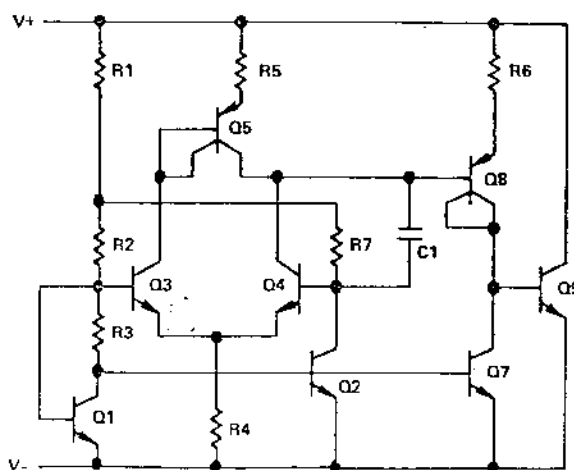
DAS FONTES DE REFERÊNCIA DE DOIS TERMINAIS (TIPO ZENER) COMERCIAIS QUE UTILIZAM ESTA CÉLULA, SÃO MOSTRADOS OS ESQUEMAS DOS CIs:

LM-113 E AD-589

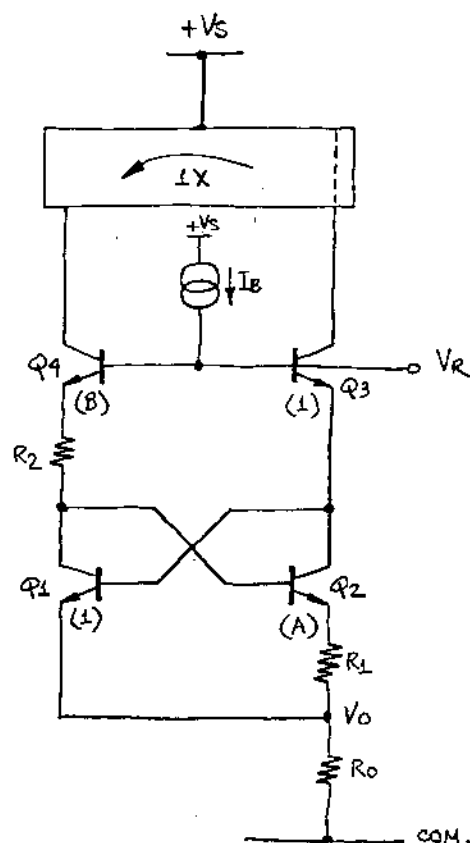
NAS FIGURAS 1.13 E 1.14 RESPECTIVAMENTE



[FIG-1.13] FONTE DE REFERÊNCIA LM-113 (NATIONAL)

[FIG-1.14] - FONTE DE REFERÊNCIA
AD-589 (ANALOG DEVICES)

1.2.3 - CÉLULA DE MEIJER



[FIG- 1.15] - CÉLULA DE MEIJER

ESTA CÉLULA, EMBORA NÃO FAÇA PARTE DO ELenco DE DISPOSITIVOS COMERCIAIS, FOI CONSIDERADA NESTA CLASSIFICAÇÃO PORQUE INTRODUZ NOVAS FERRAMENTAS PARA O DESENVOLVIMENTO DAS ESTRUTURAS DE BANDGAP, PRINCIPALMENTE NO QUE SE REFERE À GERAÇÃO DE CORRENTES PROPORCIONAIS À TEMPERATURA ABSOLUTA (PTAT), [4].

NO ESQUEMA DA FIGURA-1.15 O BLOCO SUPERIOR SÍMBOIZA UM ESPELHO DE CORRENTE IDEAL DE SANHO - UM QUE REFLETE A CORRENTE DE COLETOR DE Q3 PARA Q4.

PARA CHEGARMOS A UMA EXPRESSÃO PARA (VR), ANALISEMOS QUALITATIVAMENTE COMO SE COMPORTA ESTA ESTRUTURA AO SER EXCITADA:

A ATIVAÇÃO DO CIRCUITO SE INICIA COM A CONDUÇÃO DE Q3 CAUSADA PELA SUBIDA DO SEU POTENCIAL DE BASE ATRAVÉS DO GERADOR (IB) E PELA COMUNICAÇÃO DE SEU COLETOR COM A FONTE (VS) ATRAVÉS DA ENTRADA DO ESPELHO DE CORRENTE. A CORRENTE DE EMISSOR DE Q3 FLUIE TAMBÉM POR Q2 QUE ENTRA EM CONDUÇÃO EM CONSEQUÊNCIA DA SUBIDA DO SEU POTENCIAL DE BASE QUE SEGUE A SUBIDA DA BASE DE Q3 ENQUANTO Q4 ESTÁ CORTADO.

O TRANSISTOR Q1, CUJA BASE TAMBÉM SEGUE A SUBIDA DA BASE DE Q3, EM CERTO PONTO ENTRA EM CONDUÇÃO E ATIVA Q4. O CIRCUITO SE ESTABELECE ENTÃO COM CORRENTES IGUAIS FLUINDO NOS DOIS RAMOS

E A TENSÃO (V_R) IGUALA-SE À SOMA DAS TENSÕES (V_{BE}) DE Q_1 E Q_3 . MAIS A TENSÃO DESENVOLVIDA SOBRE R_0 PELA SOMA DAS CORRENTES NOS DOIS RAMOS SUPERIORES.

OS TRANSISTORES Q_2 E Q_4 QUE TÊM, RESPECTIVAMENTE, ÁREAS DE EMISSORES (A) E (B) - VEZES MAIORES QUE OS OUTROS DOIS OPERAM, CONSEQUENTEMENTE, COM MENORES TENSÕES (V_{BE}). ESTA DIFERENÇA DE (V_{BE})S QUE ENTÃO SE DESENVOLVE SOBRE OS RESISTORES R_1 E R_2 ESTABELECE NA CÉLULA UMA CORRENTE PROPORCIONAL À TEMPERATURA ABSOLUTA (PTAT).

NA MALHA FORMADA PELA QUADRA-CRUZADA, Q_1, Q_2, Q_3 E Q_4 , TEMOS:

$$V_R - V_0 = V_{BE1} + V_{BE3} \quad \text{----- (1.10)}$$

$$V_R - V_0 = R_1 \cdot I + V_{BE2} + R_2 \cdot I + V_{BE4} \quad \text{----- (1.11)}$$

IGUALANDO-SE (1.10) A (1.11) :

$$I = \frac{1}{R_1 + R_2} V_T \cdot \ln(A \cdot B) \quad \text{----- (1.12)}$$

E A TENSÃO DE SAÍDA (V_R) RESULTA EM:

$$V_R = \frac{2R_0}{R_1 + R_2} V_T \cdot \ln(A \cdot B) + V_{BE2} + V_{BE4} \quad \text{----- (1.13)}$$

A COMPENSAÇÃO TÉRMICA IMPÕE EM $V_R = 2V_{60}$

DUAS VERSÕES DE FONTES DE REFERÊNCIA QUE ENCLOBAM ESTA CÉLULA SÃO MOSTRADAS NAS FIGURAS 1.16 E 1.17, ONDE, OBVIAMENTE, A DIFERENÇA RECAI NA IMPLEMENTAÇÃO DO ESPELHO DE CORRENTE.

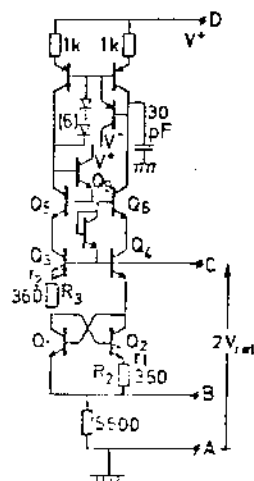


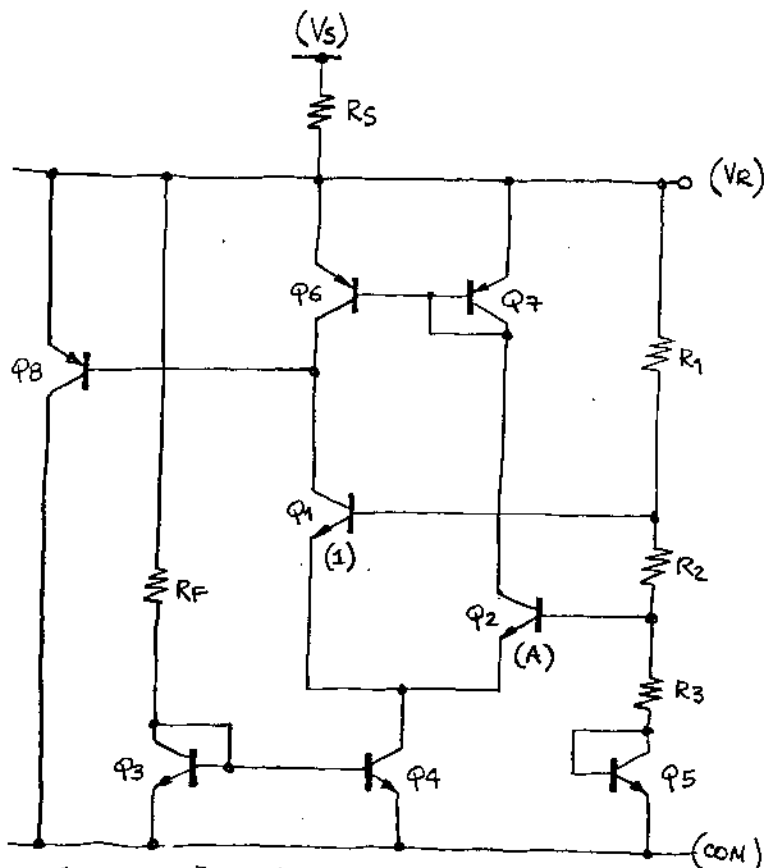
FIG-1.16 - FONTE DE REFERÊNCIA IMPLEMENTADA COM UMA CÉLULA DE WIEJTER E ESPELHO DE CORRENTE (NPN).

FIG - 1.17

10/90

DA MESMA FORMA QUE AS CÉLULAS ANTERIORES, O DESEMPENHO TÉRMICO DESSOS CIRCUITOS É INTERIOR ÀS ESPERATIVAS. O COMPORTAMENTO DA TENSÃO (V_R) EM TEMPERATURA É SEMELHANTE À CURVA DA FIGURA - 1.10

1.2.4 - CÉLULA DE DOBKIN.



[FIG-1.18] - CÉLULA DE DOBKIN.

ESTA CÉLULA TEM SIDO USADA COMO FONTE DE REFERÊNCIA DE DOIS TERMINAIS, DESEMPENHANDO O PAPEL DE UM BOM REGULADOR TIPO "SHUNT" DE EXCELENTE CARACTERÍSTICAS. NO DECORRER DE UMA DESCRIÇÃO QUALITATIVA DE SEU FUNCIONAMENTO, QUE É FEITA ABAIXO, SERÁ REDUZIDA UMA EXPRESSÃO PARA A SUA TENSÃO DE SAÍDA (V_R).

PARA NÍVEIS DE TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO (V_S) LOGO ACÍMA DA CONDUÇÃO DOS DIODOS Q_3 E Q_5 , A TENSÃO (V_R) ACOMPANHA (V_S) NA RAZÃO IMPOSTA PELO DIVISOR RESISTIVO FORMADO POR R_S E O EQUIVALENTE DE R_F PARALELO A $(R_1 + R_2 + R_3)$, CONSIDERANDO-SE, É CLARO, QUE A VARIAÇÃO DA TENSÃO SOBRE OS DIODOS É MUITO MENOR QUE A VARIAÇÃO DE (V_S), DEVIDO ÀS SUAS CARACTERÍSTICAS LOGARÍTMICAS. SENDO ASSIM, COM A SUBIDA DE (V_S) SOBEM TAMBÉM OS POTENCIAIS DE BASE DOS TRANSISTORES Q_1 E Q_2 AO MESMO TEMPO EM QUE DIMINUI A IMPEDÂNCIA VISTA DE SEUS EMISORES PARA O TERMINAL COMUM DEVIDO À CRESCENTE IMPOSIÇÃO DE CONDUÇÃO DE Q_4 . EM CERTO PONTO OS TRANSISTORES Q_1 E Q_2 INICIAM SUA CONDUÇÃO E ATIVAM O ESPELHO DE CORRENTE FORMADO POR Q_6 E Q_7 CUYA FUNÇÃO É ESTABELECEER EM Q_1 E Q_2 IGUAIS CORRENTES DE COLETOR.

A ESTRUTURA SE ESTABILIZA QUANDO AS TENSÕES V_{BE} DE Q_1 E Q_2 SATISFAZEM ESTA CONDIÇÃO. COMO O TRANSISTOR Q_2 TEM ÁREA DE EMISOR A-VEZES MAIOR QUE A DE Q_1 , A DIFERENÇA ENTRE SUAS TENSÕES (V_{BE}) É DADA POR:

$$V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \cdot \ln(A) \quad \text{--- (1.14)}$$

ESTA DIFERENÇA DE POTENCIAL ESTABELECE, ENTÃO, NO RAMO FORMADO POR R_1 , R_2 , R_3 E Q_5 UMA CORRENTE PROPORCIONAL À TEMPERATURA ABSOLUTA (PTAT).

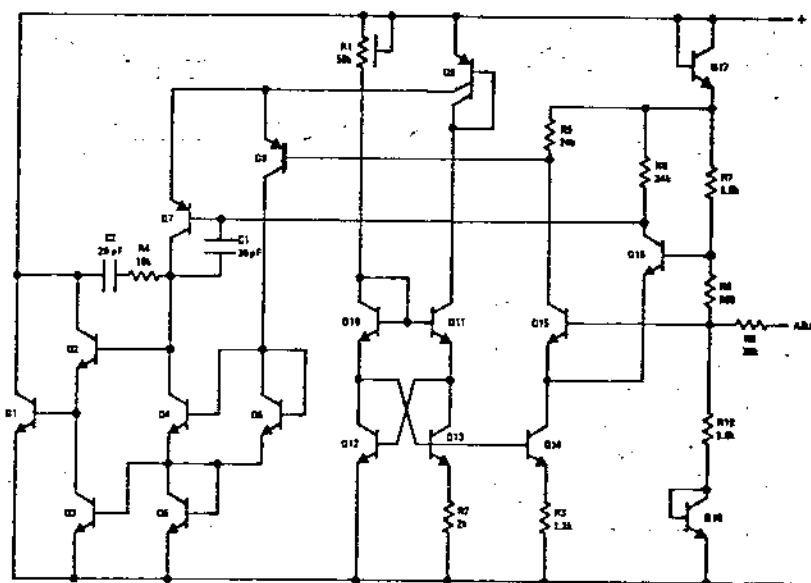
$$I = \frac{V_T \ln(A)}{R_2} \text{ ----- (1.15)}$$

E A TENSÃO DE SAÍDA RESULTA EM:

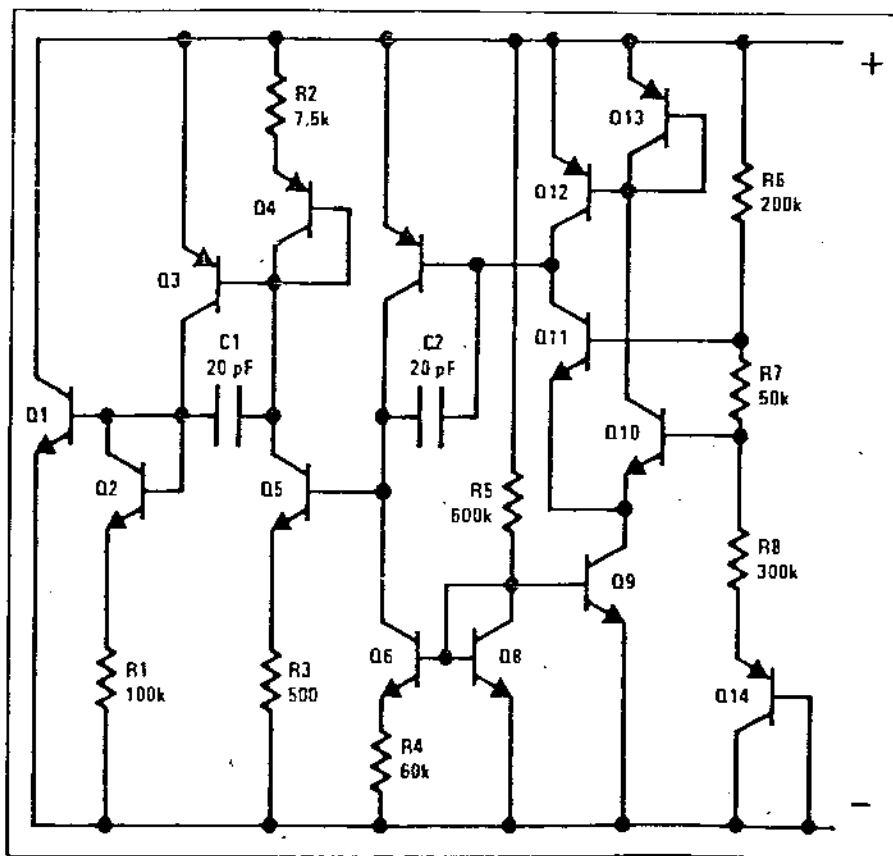
$$V_R = V_{BE5} + \left[\frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_2} \right] V_T \ln(A) \text{ ----- (1.16)}$$

O TRANSISTOR Q_8 ATUA COMO UM REGULADOR "SHUNT", SENTINDO A VARIAÇÃO DE (V_R) ATRAVÉS DA DIFERENÇA ENTRE AS CORRENTES DE COLETOR DE Q_1 E Q_2 .

A SENSIBILIDADE DE (V_R) A VARIAÇÕES EM (V_S) É SIGNIFICATIVAMENTE REDUZIDA COM O AUMENTO DO GANHO DE CORRENTE DE Q_8 , COMO MOSTRA A ANÁLISE FEITA NO APÊNDICE - C. POR ESSE MOTIVO, NOS CIRCUITOS COMERCIAIS QUE ENVELOBAM ESTA CÉLULA, EM LUGAR DE UM TRANSISTOR (Q_8) SÃO USADOS UM OU MAIS ESTÁGIOS AMPLIFICADORES DE CORRENTE; É O CASO POR EXEMPLO DOS CIs: LM-136 E LM-185 CUJOS ESQUEMAS SÃO MOSTRADOS NAS FIGURAS 1.19 E 1.20, RESPECTIVAMENTE.

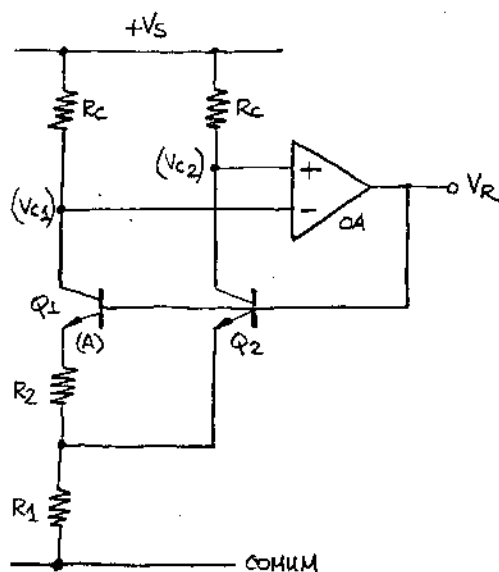


[FIG. 1.19] - FONTE DE REFERÊNCIA LM 136 (NATIONAL)



[FIG-1.20] - FONTE DE REFERÊNCIA - LM-185 (NATIONAL)

1.2.5- CÉLULA DE BROKAW



[FIG-1.21] - CÉLULA DE BROKAW

NESTE CIRCUITO A EXCITAÇÃO INICIAL OCORRE DE MODO DETERMINADO PELA ESTRUTURA QUE REALIZA AS FUNÇÕES DO AMPLIFICADOR (OA) INDICADO NO SEU ESQUEMA DA FIGURA-1.21 [5]. A FLEXIBILIDADE NA ESCOLHA DE UMA ESTRUTURA PARA O AMPLIFICADOR COM POUCAS EXIGÊNCIAS PARA O BOM DESEMPENHO DA CÉLULA JUSTIFICA A SUA PROLIFERAÇÃO COMO FONTE DE REFERÊNCIA EM SISTEMAS INTEGRADOS.

ANALISEMOS, COM BASE NA FIGURA 1.21, A CONVERGÊNCIA DA TENSÃO (V_R) PARA UM VALOR ESTÁVEL: A BAIXOS NÍVEIS DE TENSÃO (V_R) AS CORRENTES NOS COLETORES DE Q_1 E Q_2 SÃO BAIXAS E A QUEDA DE TENSÃO NO RESISTOR R_2 É PRATICAMENTE DESPREZÍVEL, DESSE MODO ESSES TRANSISTORES OPERAM COMO UM ESPELHO DE CORRENTE, IGUALANDO SUAS DENSIDADES DE CORRENTES DE COLETOR. POR SER A ÁREA DE EMISSOR DE Q_1 À-VEZES MAIOR QUE A DE Q_2 , A CORRENTE EM SEU COLETOR É À-VEZES MAIOR; COM ISSO A TENSÃO NO COLETOR DE Q_2 (V_{C2}) SOBE MAIS RAPIDAMENTE QUE EM Q_1 (V_{C1}) E O AMPLIFICADOR REALIMENTA (V_R) POSITIVAMENTE. A SUBIDA DA TENSÃO DE BASE DESSOS TRANSISTORES, POR SUA VEZ PROVOCA O AUMENTO DE SUAS CORRENTES DE COLETOR. PARA O TRANSISTOR Q_1 , ENTRETANTO, ESTE EFEITO É GRADATIVAMENTE ATENUADO PELA PRESENÇA DO RESISTOR R_2 QUE DIMINUI SUA TRANSCONDUTÂNCIA POR DEGENERACÃO DO EMISSOR, CONTRA-REAGINDO À SUBIDA DE (V_{C2}) EM RELAÇÃO A (V_{C1}). ESTA REALIMENTAÇÃO NEGATIVA CAUSA A ESTABILIZAÇÃO DO SISTEMA QUANDO IGUAIS CORRENTES FLUEM NOS COLETORES DOS DOIS TRANSISTORES: (V_{C1}) = (V_{C2}).

NESSAS CONDIÇÕES AS CORRENTES DE COLETOR, TANTO EM Q_1 COMO EM Q_2 SÃO DADAS POR:

$$I_{C1} = I_{C2} \cong \frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{R_2} \quad \text{--- (1.17)}$$

ou
$$I_{C1} = I_{C2} \cong \frac{V_T}{R_2} \ln(A) \quad \text{--- (1.18)}$$

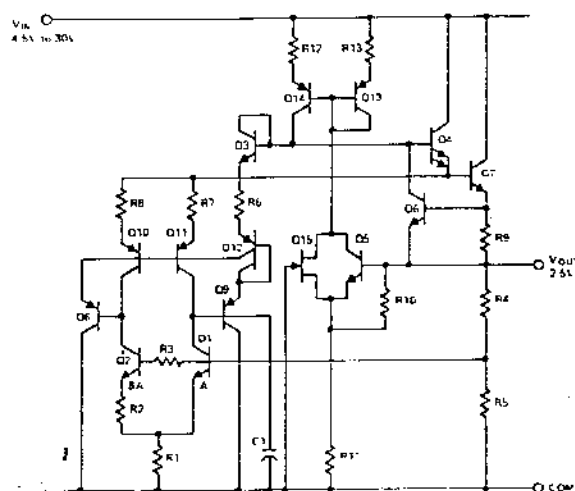
E A TENSÃO DE SAÍDA (V_R) RESULTANTE É A SOMA DA QUESA DE POTENCIAL EM R_1 COM A TENSÃO (V_{BE}) DE Q_2 :

$$V_R = \frac{2R_1}{R_2} \cdot V_T \ln(A) + V_{BE2} \quad \text{--- (1.19)}$$

QUE APRESENTA COEFICIENTE TÉRMICO MÍNIMO PARA

$$V_R \cong V_{60} \quad \text{--- (1.20)}$$

A LSTA DE EXEMPLOS DE SISTEMAS NOS QUAS ESTA CÉLULA CONSTTUE A FONTE DE REFERÊNCIA É MUITO EXTENSA. PARA FINS ILUSTRATIVOS SÃO MOSTRADOS ALGUNS CIRCUITOS.



[Fig. 1.22] - FONTE DE REFERÊNCIA AD 580 (ANALOG DEVICES)

CAPÍTULO - II

2.1 - INTRODUÇÃO

2.2 - A TENSÃO (V_{BE})

2.2.1 - EQUACIONAMENTO DE $V_g(T)$ E $\mu_n(T)$ PRÓ-SÍNTESE

2.2.2 - EQUACIONAMENTO DE $V_g(T)$ E $\mu_n(T)$ PRÓ-ANÁLISE

2.3 - A TENSÃO DIFERENCIAL (ΔV_{BE})

2.3.1 - INFLUÊNCIA DO ESPELHO DE CORRENTE UTILIZADO.

2.4 - O FATOR DE AMPLIFICAÇÃO (K)

RESUMO:

SÃO IDENTIFICADOS OS PARÂMETROS QUE INFLUENCIAM NA CURVATURA CARACTERÍSTICA DAS CÉLULAS DE BANDSAP.

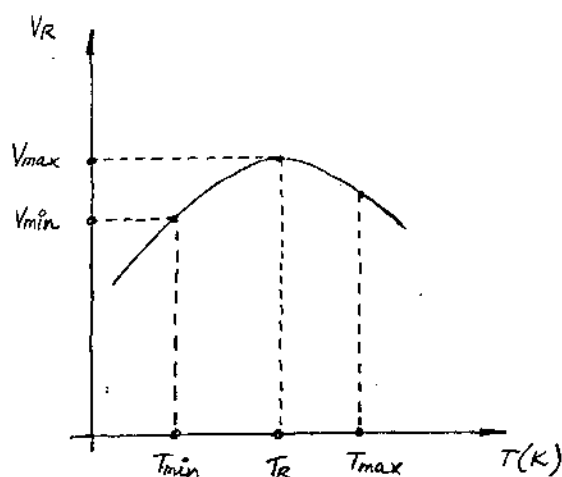
OS ASPECTOS DE UM EQUACIONAMENTO ADEQUADO DE $V_g(T)$ E $\mu_n(T)$ SÃO DISCUTIDOS, DIFERENCIANDO SUA UTILIZAÇÃO EM SÍNTESE OU ANÁLISE DAS CÉLULAS DE BANDSAP.

AS NÃO-IDEALIDADES ASSOCIADAS AOS GERADORES DE TENSÕES PIATs SÃO ANALISADAS, RESSALTANDO-SE AS INFLUÊNCIAS DO ESPELHO DE CORRENTE UTILIZADO.

AS INFLUÊNCIAS DO TIPO DE RESISTOR UTILIZADO PARA ESTABELECER O FATOR DE AMPLIFICAÇÃO DA TENSÃO PIAT SÃO TAMBÉM ANALISADAS.

2.1 - INTRODUÇÃO:

O COMPORTAMENTO TÉRMICO DA TENSÃO DE SAÍDA (V_R) OBSERVADO EM TODOS OS CIRCUITOS APRESENTADOS NO ÍTEM ANTERIOR CARACTERIZA-SE POR UMA CURVATURA CUJO PONTO DE MÁXIMO PODE SER DESLOCADO, PELO AJUSTE DE CERTOS PARÂMETROS, PARA UM DETERMINADO VALOR DE TEMPERATURA (T_R), ESTABELECENDO, ASSIM, UM COEFICIENTE TÉRMICO MÍNIMO NUM ENTORNO DESTA TEMPERATURA.



O COEFICIENTE TÉRMICO, EXPRESSO EM $\mu\text{ppm}/^\circ\text{C}$ É DEFINIDO PELA RELAÇÃO:

$$CT = \frac{\frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max}}}{T_{\max} - T_{\min}} \quad \text{--- (2.1)}$$

[FIG-2.1] - DEFINIÇÃO DO COEFICIENTE TÉRMICO DE (V_R).

AS CONSIDERAÇÕES FEITAS NO CAPÍTULO ANTERIOR AOS PARÂMETROS ENVOLVIDOS NA DETERMINAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA DE UMA CÉLULA DE BANDGAP NÃO EVIDENCIAM O PORQUÊ DA CURVATURA CARACTERÍSTICA DESSAS CÉLULAS.

NESTE CAPÍTULO É FEITA UMA ANÁLISE MAIS PROFUNDA DE CADA UM DESSOS PARÂMETROS, VISANDO IDENTIFICAR SUAS CONTRIBUIÇÕES AO ERRO ASSOCIADO À TENSÃO DE REFERÊNCIA.

DE UM MODO GERAL FOI MOSTRADO QUE A TENSÃO DE SAÍDA DE UMA CÉLULA DE BANDGAP É DADA POR:

$$V_{REF} = V_{BE} + K \cdot \Delta V_{BE} \quad \text{--- (2.2)}$$

PROCEDAMOS, ENTÃO, À ANÁLISE DE CADA UM DESSOS PARÂMETROS:

2.2 - A TENSÃO (V_{BE})

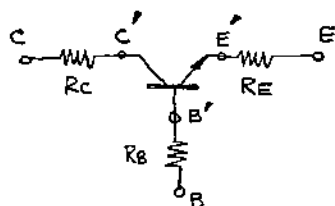
CONSIDEREMOS A EQUAÇÃO QUE REPRESENTA A CORRENTE DE COLETOR DE UM TRANSISTOR BIPOLAR [6]:

$$I_C = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} \right) \quad \text{--- (2.3)}$$

EM QUE AS TENSÕES INDICADAS SE REFEREM ÀS JUNÇÕES.

ESTA MESMA EQUAÇÃO PODE SER REESCRITA EM FUNÇÃO DAS COR-

RESPONDENTES TENSÕES TERMINAIS PELA INCLUSÃO DAS QUEDAS DE POTENCIAIS SOBRE AS RESISTÊNCIAS ASSOCIADAS:



$$V_{BE}(\text{TERMINAL}) = V_{BE}' + R_B I_B + R_E I_E \quad \text{-----} \quad (2.4)$$

$$V_{BC}(\text{TERMINAL}) = V_{BC}' + R_B I_B + R_C I_C \quad \text{-----} \quad (2.5)$$

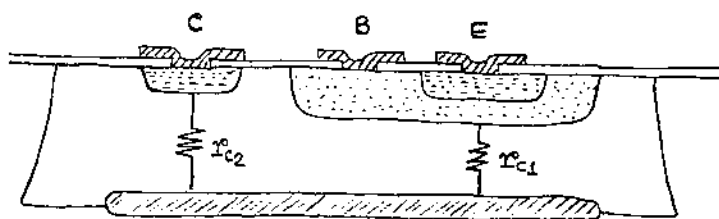
[FIG-2.2] - INCLUSÃO DAS RESISTÊNCIAS TERMINAIS NO TRANSISTOR.

NESTAS RESISTÊNCIAS SE INCLUEM AS RESISTÊNCIAS DE CONTACTO E AS EQUIVALENTES DE SUBSTRATO.

(DOS TRANSISTORES UTILIZADOS)

COMO OS NÍVEIS DE CORRENTES DE POLARIZAÇÃO NAS CÉLULAS DE BANDGAP, EMBORA BAIXAS, NÃO SACRIFICAM OS GANHOS DE CORRENTE, AS CORRENTES DE BASE RESULTANTES NÃO PROVOCAM QUEDAS DE POTENCIAIS SIGNIFICATIVAS SOBRE R_B . ALÉM DISSO, DADO O ALTO ÍNDICE DE DOPAGEM NO EMISSOR, PODEMOS TAMBÉM DESPREZAR AS INFLUÊNCIAS DE R_E .

A RESISTÊNCIA DE COLETOR - R_C VARIA COM O NÍVEL DE CORRENTE E PODE, NO CASO DOS TRANSISTORES INTEGRADOS CONVENCIONAIS ATINGIR VALORES DE ALGUMAS CENTENAS DE OHMS. NA FIGURA-2.3 SÃO MOSTRADAS AS DUAS COMPONENTES MAIS IMPORTANTES DE R_C ASSOCIADAS ÀS REGIÕES (UNIDIMENSIONAIS) DO COLETOR.



[FIG-2.3] - TRANSISTOR NPN PLANAR-EPITAXIAL (CORTE)

QUANDO O TRANSISTOR OPERA NA REGIÃO LINEAR A RESISTÊNCIA DE COLETOR R_C , ENTÃO, DADA POR: [7]

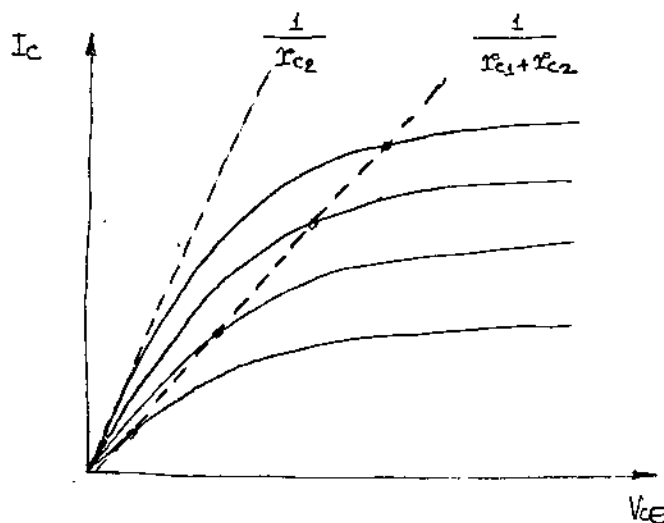
$$R_C \cong I_{C1} + I_{C2} \quad \text{-----} \quad (2.6)$$

NA REGIÃO DE SATURAÇÃO, NO ENTANTO, COM A JUNÇÃO BASE-COLETOR DIRETAMENTE POLARIZADA, TEMOS QUE:

$$R_C \cong I_{C2} \quad \text{-----} \quad (2.7)$$

VALORES PARA I_{C1} E I_{C2} DE UM TRANSISTOR PODEM SER

EXTRAÍDAS DAS CURVAS ($I_C \times V_{CE}$), CONFORME SUGERIDO EM [8]:



[FIG. 2.4] - DETERMINAÇÃO GRÁFICA DE r_{ce} .

OS VALORES ASSIM DETERMINADOS SÃO OBVIAMENTE POUCO PRECISOS E MÉTODOS MAIS REFINADOS SÃO ENCONTRADOS NA LITERATURA [9], [10]. A SENSIBILIDADE DEBILITADA PELAS RESISTÊNCIAS, AS CONDIÇÕES AMBIENTAIS E DE POLARIZAÇÃO, NÃO CONSIDERADAS NESTA ANÁLISE, IMPEDEM DE ATINGIR QUALQUER PRETENSÃO DE ALTAS PRECISÕES. DE QUALQUER FORMA, CONSIDERAMOS AQUI A PRETENSÃO DE R_c .

$$V_{BE} \approx V_{BE}' \quad \text{--- (2.8)}$$

$$V_{BC} \approx V_{BC}' + R_c I_C \quad \text{--- (2.9)}$$

SUBSTITUINDO (6) E (7) EM (3), TEMOS:

$$I_C = I_S \left[e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{V_{BC} - R_c I_C}{V_T}} \right] \quad \text{--- (2.10)}$$

ONDE:

$$I_S = \frac{q^2 A E^2 n_i^2 \tilde{D}_n}{Q_B} \quad \text{--- (2.11)}$$

Q_B É A CARGA DOS PORTADORES MAJORIZANTES NA BASE E DADA POR:

$$Q_B = q A E \int_0^{x_B} p(x) dx \quad \text{--- (2.12)}$$

NO MODELO DE GUMMEL-POON Q_B É DECOMPOSTO EM PARCELAS QUE EVIDENCIAM SUA DEPENDÊNCIA AS CONDIÇÕES DE POLARIZAÇÃO, CONSIDERANDO DEVE MODO EFEITOS COMO: ALTA INJEÇÃO, RECOMBINAÇÃO NA REGIÃO DE REFLEXÃO E MODULAÇÃO DE BASE (EARLY).

NAS CÉLULAS DE BICMOS, ENTRETANTO, OS TRANSISTORES ENVOLVIDOS NA GERAÇÃO DE TENSÃO DE REFERÊNCIA OPERAM EM CONDIÇÕES TÃO QUE

ESSES EFEITOS SÃO DESPREZÍVEIS: BAIXAS CORRENTES DE POLARIZAÇÃO E BAIXOS NÍVEIS DE TENSÃO BASE-COLETOR (V_{CB}). ASSIM SENDO PODE-SE SUBSTITUIR Q_B POR Q_{B0} QUE É A CARGA DOS PORTADORES MAJORITÁRIOS NA BASE NA AUSÊNCIA DE POLARIZAÇÃO E DADA POR:

$$Q_{B0} = q A E \int_0^{w_B} \tilde{N}_A(x) dx \quad \text{--- (2.13)}$$

ONDE $\tilde{N}_A(x)$ CORRESPONDE À DENSIDADE MÉDIA EQUIVALENTE DE PORTADORES MAJORITÁRIOS NA BASE; SENDO ASSIM:

$$\int_0^{w_B} \tilde{N}_A(x) dx = \tilde{N}_A \cdot w_B \quad \text{--- (2.14)}$$

A SUBSTITUIÇÃO DE (2.14) E (2.13) EM (2.11) FAZ:

$$I_S = \frac{q A E n_i^2 \tilde{D}_n}{\tilde{N}_A \cdot w_B} \quad \text{--- (2.15)}$$

UTILIZANDO A RELAÇÃO DE EINSTEIN:

$$\tilde{D}_n = \left(\frac{kT}{q} \right) \tilde{\mu}_n \quad \text{--- (2.16)}$$

E CONSIDERANDO [3] QUE:

$$n_i^2 = C \left(\frac{T}{T_R} \right)^3 e^{\frac{-V_g}{V_T}} \quad \text{--- (2.17)}$$

ONDE C É UMA CONSTANTE E (V_g) É A TENSÃO DE BANDGAP DO SEMICONDUTOR CONSIDERADO.

SUBSTITUINDO (2.16) E (2.17) EM (2.15), TEMOS:

$$I_S = I_{SR} \left[\frac{T}{T_R} \right]^4 e^{\frac{-V_g}{V_T}} \cdot \frac{\tilde{\mu}_n}{\tilde{\mu}_{nR}} \quad \text{--- (2.18)}$$

ONDE A CONSTANTE I_{SR} É DADA POR:

$$I_{SR} = \frac{k \cdot T_R \cdot A_E \cdot C \cdot \tilde{\mu}_{MR}}{N_A \cdot W_B} \quad (2.19)$$

E $\tilde{\mu}_{MR}$ é o valor da mobilidade dos elétrons na base medido na temperatura de referência T_R .

Finalmente, substituindo (2.18) em (2.10), temos:

$$I_C = I_{SR} \left(\frac{T}{T_R} \right)^4 \left(\frac{\tilde{\mu}_M}{\tilde{\mu}_{MR}} \right) \left[e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{V_{BC} - R_C I_C}{V_T}} \right] e^{\frac{-V_g}{V_T}} \quad (2.20)$$

que exprime a corrente de coletor de um transistor.

Se considerarmos o caso de transistores operando na condição em que:

$$V_{BC} = R_C I_C \quad (2.21)$$

em todo o intervalo de temperatura de operação, então, uma vez que $V_{BE} \gg V_T$:

$$I_C = I_{SR} \left(\frac{T}{T_R} \right)^4 \left(\frac{\tilde{\mu}_M}{\tilde{\mu}_{MR}} \right) e^{\frac{V_{BE} - V_g}{V_T}} \quad (2.22)$$

onde temos:

$$V_{BE} = V_g + (V_{BER} - V_g) \frac{T}{T_R} + V_T \ln \frac{I_C}{I_{CR}} - 4V_T \ln \frac{T}{T_R} - V_T \ln \frac{\tilde{\mu}_M}{\tilde{\mu}_{MR}} \quad (2.23)$$

em que, como em alguns casos anteriores, o índice "R" indica o valor da variável na temperatura T_R .

A explicitação dos parâmetros V_g e μ_M em função da temperatura através de expressões que descrevam com precisão seus comportamentos individuais se por um lado propicia a maior compreensão do funcionamento do transistor, permitindo dessa forma a representação dos processos de construção para determinados propósitos, por outro conduz a expressão (2.23) a uma forma de difícil utilização na síntese de circuitos.

Quando apenas a fidelidade ao comportamento térmico terminal é importante, como é o caso dos circuitos em alta, o ajuste

A PARTIR DOS PONTOS EXPERIMENTAIS DE UMA EXPRESSÃO CONVENIENTE QUE RESULTE DE APROXIMAÇÕES FEITAS EM (2.23) É UMA BOA PRÁTICA.

2.2.1 - EQUACIONAMENTO DE $V_g(T)$ E $\mu_n(T)$ PRO-SÍNTESE:

A SUPosição DE UM COMPORTAMENTO TÉRMICO EXPONENCIAL DA MOBILIDADE DOS ELÉTRONS NA BASE, ATRAVÉS DA EQUAÇÃO (2.24):

$$\mu_n = \mu_{nr} \left(\frac{T}{T_R} \right)^{-\eta} \quad \text{-----} \quad (2.24)$$

E A APROXIMAÇÃO POR UMA RETA DO COMPORTAMENTO TÉRMICO DE $V_g(T)$, TRADUZIDO POR

$$V_g = V_{g0} - \alpha T \quad \text{-----} \quad (2.25)$$

(ONDE V_{g0} CORRESPONDE AO VALOR EXTRAPOLADO DE V_g EM 0°K)

PERMITEM QUE (2.23) SEJA REESCRITA NA FORMA:

$$V_{BE} = V_{g0} + (V_{BER} - V_{g0}) \frac{T}{T_R} - (4 - \eta) V_T \ln \frac{T}{T_R} + V_T \ln \frac{I_C}{I_{CR}} \quad \text{---} \quad (2.26)$$

SE A CORRENTE DE COLETOR FOR PROPORCIONAL À TEMPERATURA ABSOLUTA (PTAT):

$$I_C = I_{CR} \left(\frac{T}{T_R} \right) \quad \text{-----} \quad (2.27)$$

ENTÃO (2.23) ASSUME A FORMA MAIS SIMPLES:

$$V_{BE} = V_{g0} + (V_{BER} - V_{g0}) \frac{T}{T_R} - (3 - \eta) V_T \ln \frac{T}{T_R} \quad \text{-----} \quad (2.28)$$

E O TERMO NÃO LINEAR DE (2.28) É APONTADO COMO TERMO DOMINANTE DA CURVATURA CARACTERÍSTICA DOS CIRCUITOS TIPO BANCAP.

A CHAMADA TÉCNICA DE CORREÇÃO DE CURVATURA [11], [12], [13] CONSISTE, ENTÃO NA ADIÇÃO DE UM TERMO COMPENSADOR A ESTA NÃO LINEARIDADE, RESULTANDO A TENSÃO DE REFERÊNCIA EM:

$$V_R = V_{BE} + K \cdot \Delta V_{BE} + V_{comp} \quad \text{-----} \quad (2.29)$$

OS CIRCUITOS APRESENTADOS EM [11], [12] E [13] SE BASEIAM NESTA TÉCNICA E REPRESENTAM O ESTADO DA ARTE ATUAL EM TORNAR DE REFERÊNCIA TIPO "BANCAP".

UMA ANÁLISE DESSOS CIRCUITOS BEM COMO A PROPOSTA DE FORMAS ALTERNATIVAS DE COMPENSAÇÃO DO TERMO NÃO LINEAR SÃO FEITOS NOS CAPÍTULOS SUBSEQUENTES.

ALGUNS MÉTODOS QUE PRESUPÕEM A EXISTÊNCIA DE PROCESSOS REPETITIVOS TÊM SIDO PROPOSTOS PARA A DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS V_{g0} E η . DA EQUAÇÃO (2.28) [14], [15], TODOS SE BASEIAM EM AJUSTE DE CURVAS DE MEDIDAS EXPERIMENTAIS DE $V_{BE}(T)$.

2.2.2. - EQUACIONAMENTO DE $V_g(T)$ E $\mu_n(T)$ PRÉ-ANÁLISE:

SEGUNDO A ANÁLISE FEITA EM [16] ACERCA DAS DÍVERSAS MEDIDAS DE $V_g(T)$ PARA O SILÍCIO, REPORTADAS NA LITERATURA, OS DADOS MAIS PRECISOS SÃO DEVIDOS A BLUDAU et al [17]. ESTES DADOS, OBTIDOS ATRAVÉS DE MEDIDAS ÓPTICAS NO SILÍCIO, FORAM AJUSTADOS POR UM POLINÔMIO DO SEGUNDO GRAU CUJOS COEFICIENTES ASSUMEM DÍSTINTOS VALORES NOS DOIS ÍNTERVALOS DE TEMPERATURAS CONSIDERADOS:

$$V_g = a - bT - cT^2 \quad \text{-----} \quad (2.30)$$

$$\left. \begin{array}{l} a = 1,1700 \text{ V} \\ b = -1,059 \times 10^{-5} \text{ V/K} \\ c = 6,05 \times 10^{-7} \text{ V/K}^2 \end{array} \right\} \text{ PARA } 0 < T \leq 190 \text{ K} \quad \text{-----} \quad (2.31)$$

$$\left. \begin{array}{l} a = 1,1785 \text{ V} \\ b = 9,025 \times 10^{-5} \text{ V/K} \\ c = 3,05 \times 10^{-7} \text{ V/K}^2 \end{array} \right\} \text{ PARA } 150 < T \leq 300 \text{ K} \quad \text{-----} \quad (2.32)$$

O ERRO MEDIDO NA APROXIMAÇÃO DOS POLINÔMIOS ACIMA AOS PONTOS EXPERIMENTAIS É MENOR QUE 0,2 mV.

PREOCUPADO COM UMA DESCRIÇÃO MAIS FÍSICA DO COMPORTAMENTO DE $V_{BE}(T)$ TÍPICO, EM [18] COMPARA VALORES EXPERIMENTAIS DE $V_{BE}(T)$ AOS EQUIVALENTES VALORES CALCULADOS ATRAVÉS DAS EQUAÇÕES (2.33) E (2.34) DADAS ABAIXO:

$$V_{BE} = V_{g0} + (V_{BER} - V_{g0}) \frac{T}{T_R} - (4 - \eta - \delta) V_T \ln \frac{T}{T_R} \quad \text{-----} \quad (2.33)$$

$$V_{BE} = V_g + (V_{BER} - V_{gR}) \frac{T}{T_R} - (4 - \eta - \delta) V_T \ln \frac{T}{T_R} \quad \text{-----} \quad (2.34)$$

ONDE δ É O EXPOENTE DA POTÊNCIA DE T À QUAL A CORRENTE DE COLETOR ESTÁ ASSOCIADA:

$$I_C = I_{CR} \left(\frac{T}{T_R} \right)^\delta \quad \text{-----} \quad (2.35)$$

NO PRIMEIRO CASO V_{g0} CORRESPONDE AO VALOR EM 0°K DA FUNÇÃO TANGENTE EM T_R DA FUNÇÃO $V_g(T)$ DADA POR (2.30).

NO SEGUNDO CASO $V_g(T)$ É DETERMINADA POR (2.30) COM OS SEGUINTES COEFICIENTES:

$$\left. \begin{aligned} a &= 1,1785 \text{ V} \\ b &= 9,025 \times 10^{-5} \text{ V/K} \\ c &= 3,05 \times 10^{-7} \text{ V/K}^2 \end{aligned} \right\} \text{ PARA } 150 < T < 300\text{K}$$

$$\left. \begin{aligned} a &= 1,20595 \text{ V} \\ b &= 2,7325 \times 10^{-4} \text{ V/K} \\ c &= 0 \end{aligned} \right\} \text{ PARA } 300 \leq T < 400\text{K}$$

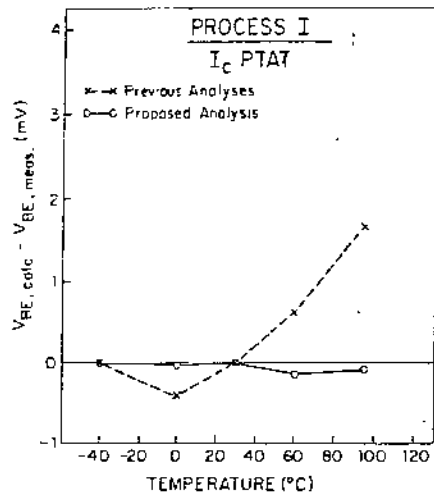
A RETA DETERMINADA PELOS COEFICIENTES DO INTERVALO SUPERIOR CORRESPONDE À RETA TANGENTE EM 300K A $V_g(T)$ DEFINIDA NO INTERVALO INTERIOR.

ISSÍMOS JUSTIFICA ESTA APROXIMAÇÃO LINEAR EM TEMPERATURAS ACIMA DE 300K PELA FALTA DE DADOS EXPERIMENTAIS PRECISOS E PELA PRÓPRIA TENDÊNCIA DO COMPORTAMENTO DE $V_g(T)$ DADO O BAIXO VALOR DO COEFICIENTE EM T^2 .

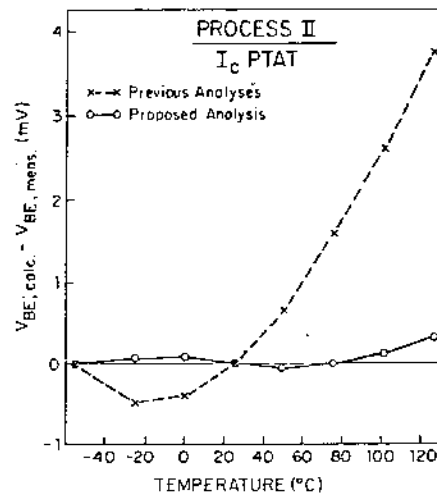
EM AMBOS OS CASOS O VALOR DE η FOI OBTIDO PELA SUBSTITUIÇÃO, NAS RESPECTIVAS EQUAÇÕES, DOS PARÂMETROS MENORES: V_{BE} , T E δ NA MAIS BAIXA TEMPERATURA, DAI A OCORRÊNCIA DE DOIS PONTOS DE ZERO NAS CURVAS DE ERRO OBTIDAS, QUE APÓS REPETIÇÕES PARA FINS ELUCIDATIVOS, FIGURAS 2.5.a, 2.5.b, 2.5.c, 2.5.d E 2.5.e

A CONSERVAÇÃO DA EXPRESSÃO (2.24) PARA A MOBILIDADE DE ELÉTRONS NA ESSE NO EQUACIONAMENTO DE $V_{BE}(T)$ PROPOSTO EM [18] É DE CERTO MODO INDEPENDENTE COM A PREOCUPAÇÃO DE UMA DESCRIÇÃO MAIS RÍGIDA DE $V_{BE}(T)$, EMBORA, É CLARO, A SENSIBILIDADE DE V_{BE} A μ_n SETA MUITO MENOR QUE A (V_g).

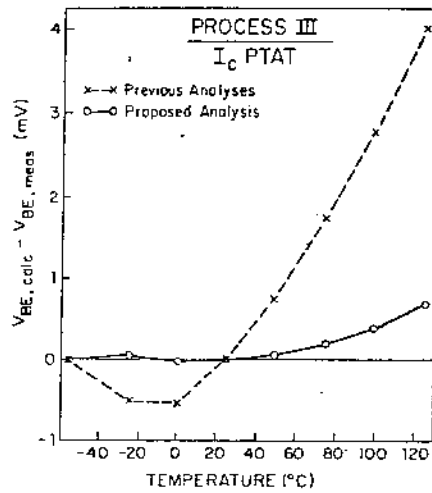
A VARIAÇÃO OBSERVADA NOS VALORES DE η CALCULADOS EM OUTRAS TEMPERATURAS MESMO NO INTERVALO ONDE $V_g(T)$ É DETERMINADA COM PRECISÃO EVIDENCIA UM PROVÁVEL ERRO NA UTILIZAÇÃO DE (2.24).



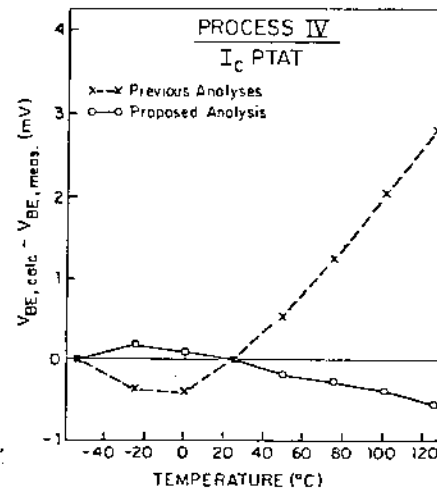
(a)



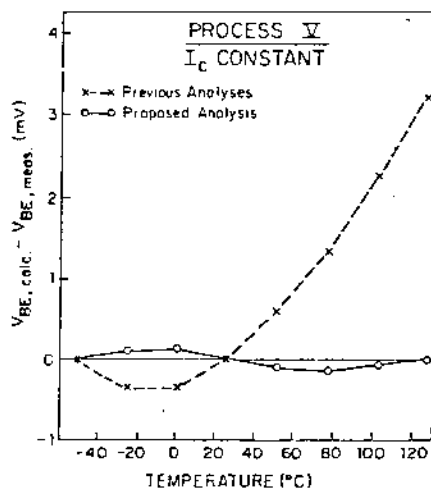
(b)



(c)



(d)



(e)

[Fig-2.5] COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS
CALCULADOS ($V_{BE,calc} - V_{BE,med}$)
ATRAVÉS DA ANÁLISE CLÁSSICA DE
APROXIMAÇÃO LINEAR DE $V_g(T)$ E
DA ANÁLISE PROPOSTA POR TSIVIKIS [18]

A MOBILIDADE DOS ELÉTRONS NA BASE PODE SER OBTIDA ATRAVÉS DE UMA COMBINAÇÃO DOS VALORES RECÍPROCOS DAS MOBILIDADES CORRESPONDENTES AOS MECANISMOS DE ESPALHAMENTO DOMINANTES: ESPALHAMENTO DE REDE: (μ_{lm}) E ESPALHAMENTO DE IMPUREZAS: (μ_{Im}); OU SEJA:

$$\mu_m = \left[\frac{1}{\mu_{lm}} + \frac{1}{\mu_{Im}} \right]^{-1} \quad \text{-----} \quad (2.33)$$

A MOBILIDADE DEVIDA AO ESPALHAMENTO DE REDE É FUNÇÃO APENAS DA TEMPERATURA E PODE SER EXPRESSA, SEGUNDO [19] PELA RELAÇÃO (2.34) OBTIDA A PARTIR DO AJUSTE DE CURVA EM DADOS EXPERIMENTAIS PUBLICADOS.

$$\mu_{lm} = (8,56 \times 10^8) T^{-2,33} \quad \text{cm}^2/\text{Vs} \quad \text{-----} \quad (2.34)$$

A INFLUÊNCIA DAS IMPUREZAS É CONSIDERADA NA EXPRESSÃO (2.35) DA MOBILIDADE DEVIDA AO ESPALHAMENTO DE IMPUREZAS.

$$\mu_{Im} = \frac{7,3 \times 10^{17} T^{3/2}}{N_I \cdot G(b)} \quad \text{-----} \quad (2.35)$$

ONDE N_I É O NÚMERO DE ÁTOMOS DE IMPUREZAS IONIZADOS E $G(b)$ É UMA FUNÇÃO DADA POR

$$G(b) = \ln(1+b) - \frac{b}{b+1} \quad \text{-----} \quad (2.36)$$

sendo
$$b = \frac{1,52 \times 10^{15}}{n'} T^2 \quad \text{-----} \quad (2.37)$$

e
$$n' = n \left[2 - \left(\frac{n}{N} \right) \right] \quad \text{-----} \quad (2.38)$$

n = n.º de elétrons por centímetro cúbico.

A UTILIZAÇÃO DE (2.24) NO ESPALHAMENTO DE (V_{BE}) PRESSUÕE, PORTANTO, QUE O MECANISMO DE ESPALHAMENTO QUE REGE O COMPORTAMENTO DA MOBILIDADE NA BASE É O ESPALHAMENTO DE REDE (μ_{lm}). NÃO CONSIDERA, ENTÃO, A INFLUÊNCIA DAS IMPUREZAS.

A RELAÇÃO EMPÍRICA PROPOSTA POR CAUGHEY E THOMAS EM [20] É MAIS APROPRIADA PARA DESCREVER A MOBILIDADE DE PORTADORES NO SIÚCIO.

$$\mu = \mu_{\min} + \frac{\mu_0}{1 + (N/N_{\text{REF}})^{\alpha}} \quad (2.39)$$

SEUS PARÂMETROS PODEM SER DETERMINADOS PELO AJUSTE DA FUNÇÃO A PONTOS EXPERIMENTAIS, NÃO CONSIDERANDO DESSE MODO, APENAS O ESPALHAMENTO DOMINANTE.

PARA EXPLICAR A DEPENDÊNCIA TÉRMICA DA MOBILIDADE ARAÚJO ET AL [19], LEVANDO EM CONSIDERAÇÃO A DEPENDÊNCIA TÉRMICA DE CADA PARÂMETRO, SUGEREM PARA A MOBILIDADE DOS ELÉTRONS NO SIÚCIO, A EXPRESSÃO (2.40).

$$\mu_n = 88 T_m^{-0,57} + \frac{7,4 \times 10^8 T_m^{-2,33}}{1 + \left[\frac{N}{1,26 \times 10^{17} T_m^{2,4}} \right]^{0,88} T_m^{-0,146}} \quad (2.40)$$

ONDE $T_m = \frac{T}{300}$ ($T = \text{TEMPERATURA ABSOLUTA.}$)

E $N = \text{DENSIDADE DE DOPANTES}$

A VALIDADE DESTA EXPRESSÃO SE ESTENDE NO INTERVALO DE 200°K A 500°K PARA DENSIDADES DE DOPANTES DE 10^{13} A 10^{20} ATM/CM³.

OS PARÂMETROS DESTA EXPRESSÃO FORAM DETERMINADOS PELO AJUSTE A PONTOS CALCULADOS POR UMA COMBINAÇÃO DE μ_{ML} E μ_{MI} PARA CONCENTRAÇÕES ATÉ 5×10^{18} CM⁻³. PARA CONCENTRAÇÕES SUPERIORES FORAM UTILIZADOS PONTOS EXPERIMENTAIS REPORTADOS NA LITERATURA.

PARA VERIFICAR A INFLUÊNCIA DE μ_n EM V_{BE} , MEDIDAS PRECISAS DE $V_{BE}(T)$ FEITAS ATRAVÉS DO MÉTODO DESCRITO NO APÊNDICE - D FORAM COMPARADAS AOS VALORES EQUIVALENTES CALCULADOS PELA EXPRESSÃO PROPOSTA POR TSIVIKIS EM [18] E PELA EXPRESSÃO MODIFICADA ONDE μ_n É DADO POR (2.40). OS ERROS CALCULADOS COMO $(V_{BE, \text{CALC}} - V_{BE, \text{MED}})$ EM CADA PONTO CONSIDERADO SÃO MOSTRADOS NOS GRÁFICOS DAS FIGURAS 2.6a, 2.6.b E 2.6.c.

O PARÂMETRO N DA EXPRESSÃO (2.40) FOI CALCULADO DA MESMA FORMA QUE FOI O PARÂMETRO η NO MÉTODO DE TSIVIKIS: PELA SUBSTITUIÇÃO DOS PARÂMETROS MEDIDOS NA MAIS BAIXA TEMPERATURA. A UNIFORMIDADE DOS VALORES DE N CALCULADOS EM OUTROS PONTOS DO INTERVALO EM QUE $V_g(T)$ É BEM DETERMINADO DENOTA A MAIOR PRECISÃO DE (2.40)

EM RELAÇÃO A (2.24)

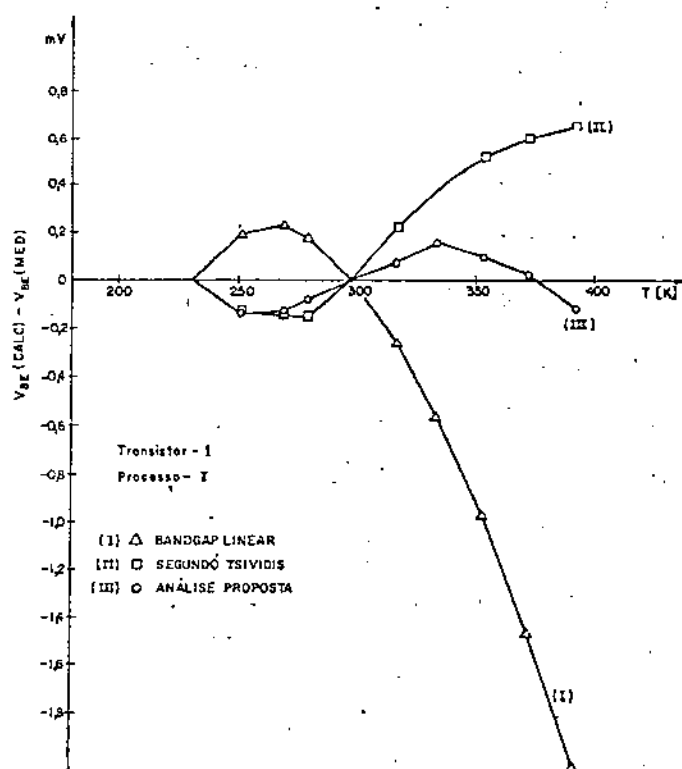
PARA TEMPERATURAS ACIMA DE 300K ALCUNOS PONTOS PARA $V_g(T)$ FORAM CALCULADOS PELA SUBSTITUIÇÃO EM (2.23) DOS VALORES MEDIDOS DE V_{BE} E T , BASEADO NA VALIADE DE (2.40) NESTE INTERVALO DE T .

OS VALORES ASSIM OBTIDOS JUNTAMENTE COM OS VALORES EXPERIMENTAIS REPORTADOS EM [17] FORAM AJUSTADOS POR UM POLINÔMIO DO SEGUNDO GRAU DA MESMA FORMA QUE A EXPRESSÃO (2.30) E OS COEFICIENTES OBTIDOS FORAM:

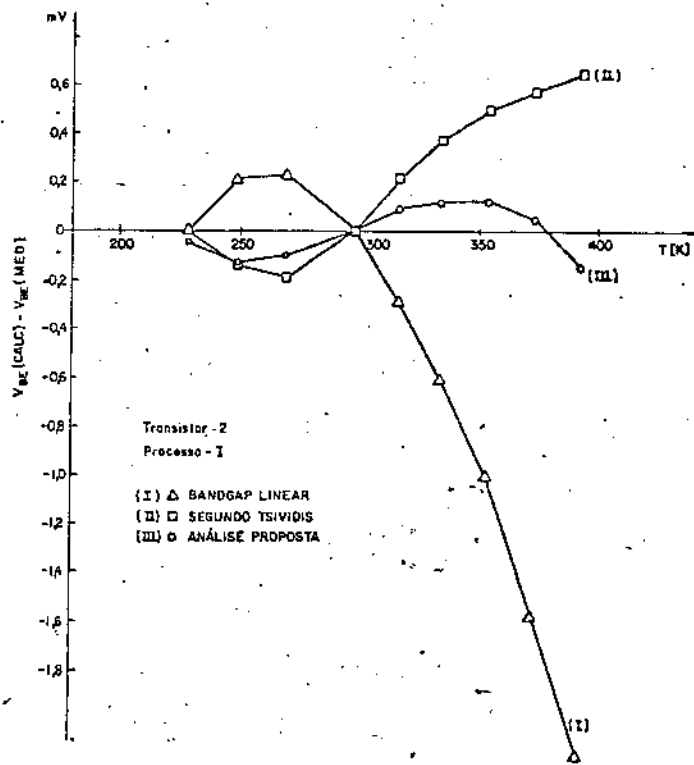
$$\left. \begin{aligned} a &= 1.18278 \text{ V} \\ b &= 1.2443 \times 10^{-4} \text{ V/K} \\ c &= 2.386 \times 10^{-7} \text{ V/K}^2 \end{aligned} \right\} \text{ PARA } 150 < T < 400\text{K} \dots (2.41)$$

ESTE, EVIDENTEMENTE, NÃO É UM BOM MÉTODO DE MEDIDA DE $V_g(T)$ UMA VEZ QUE O ERRO ASSOCIADO AOS PONTOS CALCULADOS PARA $T > 300\text{K}$ SÃO MUITO MAIORES QUE O RESÍDUO CALCULADO APÓS A OBTENÇÃO DOS COEFICIENTES DO POLINÔMIO POR MÍNIMOS QUADRADOS.

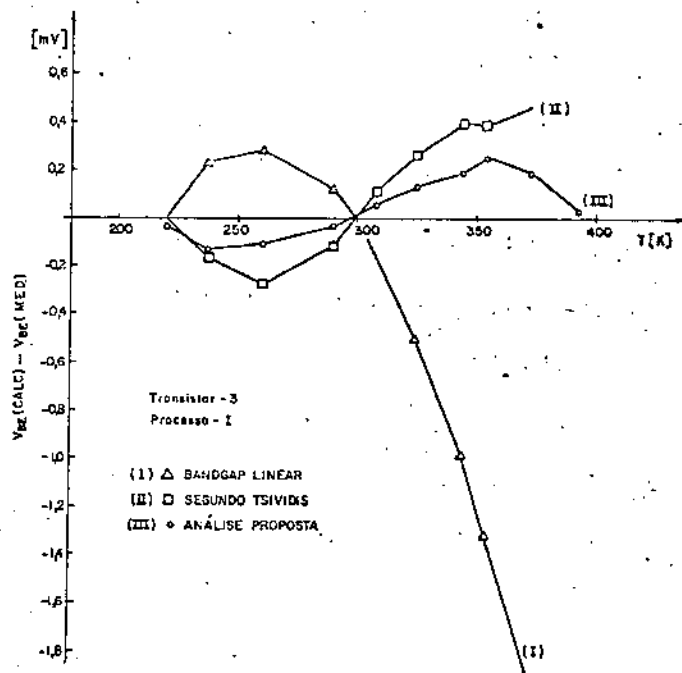
COMO O RESÍDUO CALCULADO NESTA APROXIMAÇÃO PERMANECEU IGUAL AO RESÍDUO RESULTANTE DA APROXIMAÇÃO POR (2.30) COM PARÂMETROS (2.32) DE $V_g(T)$ EM TODO O INTERVALO DE T CONSIDERADO, OS PARÂMETROS DADOS EM (2.41) FORAM UTILIZADOS PARA EXPRESSAR $V_g(T)$ ATRAVÉS DE (2.30) NA OBTENÇÃO DAS GRÁFICAS 2.6 a, b E c.



(a)



(b)



(c)

$a_1, b \in \mathbb{C}$
 [Fig 2.6] - COMPARAÇÃO DOS
 RESULTADOS CALCULADOS ($V_{BE(CALC)}$ -
 $V_{BE(MED)}$) ATRAVÉS DE:
 (A) MÉTODO CLÁSSICO ($V_g =$
 LINEAR); (C) PROPOSTO
 POR TSIVIDIS; (O) CONSIDERA-
 ÇÃO DE $\mu(T)$.

2.3 - A TENSÃO DIFERENCIAL (ΔV_{BE}):

A DIFERENÇA ENTRE AS TENSÕES BASE-EMISSOR (V_{BE}) DE DOIS TRANSISTORES MONODRUTOS QUE OPERAM COM DIFERENTES DENSIDADES DE CORRENTE DE COLETOR OBEDECE A RELAÇÃO:

$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \quad \text{--- (2.42)}$$

OU SEJA:

$$\Delta V_{BE} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} + V_T \ln \frac{A_{E2}}{A_{E1}} \quad \text{--- (2.43)}$$

ONDE A_{E1} E A_{E2} SÃO AS ÁREAS DE EMISSOR DOS RESPECTIVOS TRANSISTORES.

A EXPRESSÃO (2.43), PORTANTO, INDICA QUE A VARIAÇÃO TÉRMICA DE $\Delta V_{BE}/V_T$ É FUNÇÃO DE UMA RAZÃO DE CORRENTES IMPOSTA POR UM CIRCUITO EXTERNO, NORMALMENTE UM ESPELHO DE CORRENTES, E DA RAZÃO DAS ÁREAS DE EMISSOR DOS DOIS TRANSISTORES CONSIDERADOS.

NO INTERVALO TÉRMICO DE OPERAÇÃO DESTES CIRCUITOS: (-55°C A $+125^{\circ}\text{C}$) A RAZÃO DE ÁREAS PERMANECE CONSTANTE E RESPE QUE A RAZÃO DE CORRENTES DE COLETOR SEJA TAMBÉM MANTIDA CONSTANTE, A TENSÃO (ΔV_{BE}) É PROPORCIONAL À TEMPERATURA ABSOLUTA - $PTAT$.

EMBORA NÃO EXPLÍCITO NA RELAÇÃO (2.43) TENSÕES MECÂNICAS TERMO-INDUZIDAS NO "CHIP" INTRODUZEM NÃO-IDEALIDADES A ESTA TENSÃO $PTAT$. E SÃO TAMBÉM RESPONSÁVEIS PELA MUDANÇA DO COMPORTAMENTO TÉRMICO DOS ENCAPSULAMENTO OBSERVADA EM CIRCUITOS TRANSISTORES DE TEMPERATURA [14], [21].

AS DIFERENTES CAMADAS DE MATERIAIS QUE CONSTITUEM O "CHIP": SILÍCIO, ÓXIDO DE SILÍCIO, METAL, ETC, QUE POSSUEM DIFERENTES COEFICIENTES DE DILATAÇÃO SÃO A CAUSA DESSAS TENSÕES MECÂNICAS [22].

O GRÁFICO DA FIGURA - 2.7 DA ÍDEIA DA ORDEM DE GRANDEZA DOS DESVIOS ASSIM INTRODUZIDOS. ESTE GRÁFICO RESULTA DE EXPERIMENTOS CUYA INTERPRETAÇÃO REFLETA AS AFIRMAÇÕES ACIMA [23].

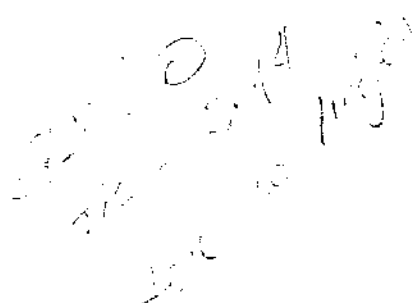
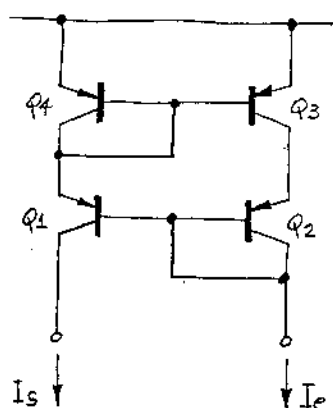


FIG - 2.7.

2.3.1 - INFLUÊNCIA DO ESPELHO DE CORRENTE UTILIZADO

Das estruturas convencionais de espelhos de corrente é o espelho de Wilson [24], ilustrado na figura - 2.8 o que apresenta a relação entrada/saída menos sensível aos parâmetros de construção dos transistores: β e V_A (modulação de base), [25].



[Fig-2.8] - ESPELHO DE CORRENTE DE WILSON.

Como os transistores $Q3$ e $Q4$ operam com a mesma tensão base-coletor, a relação entre suas correntes de coletor não é afetada pela eventual variação da tensão no terminal de saída. O transistor de saída - $Q1$ - está sujeito à modulação de base mas como sua corrente de emissor é determinada por $Q4$, a variação da tensão no terminal de saída provoca apenas um desbalançamento entre as correntes de base do par inferior. Considerando-se transistores idênticos, a relação entrada-saída é dada por:

$$\frac{I_s}{I_e} = \frac{1 + \frac{2}{\beta}}{1 + \frac{2}{\beta} + \frac{2}{\beta^2}} \quad \text{--- [2.44]}$$

A sensibilidade térmica dessa estrutura, definida por:

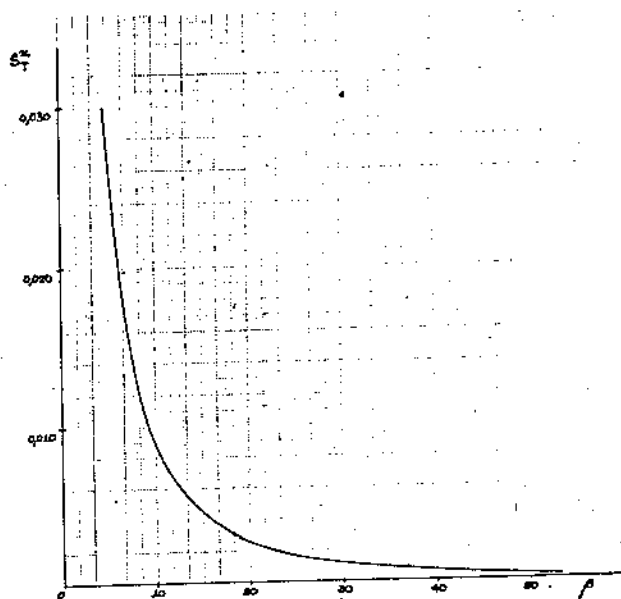
$$S_T^x = \frac{T}{x} \cdot \frac{dx}{dT} \quad \text{--- [2.45]}$$

onde $x = \frac{I_s}{I_e}$ --- [2.46]

obedece a seguinte relação:

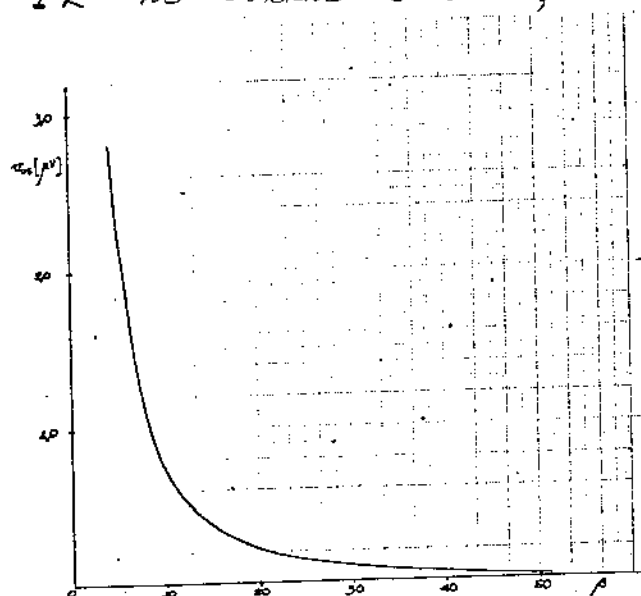
$$S_T^x = \frac{2(2\beta+2)}{(\beta+2)(\beta^2+2\beta+2)} \cdot \frac{T}{\beta} \cdot \frac{d\beta}{dT} \quad (2.47)$$

O COEFICIENTE TÉRMICO DE β PARA OS TRANSISTORES HIP-LATERAIS TEM UM VALOR TÍPICO DE $0,1\%/^{\circ}\text{C}$ [26], [27]. E COM ESTE VALOR, ADOTADO O GRÁFICO DA FIGURA-2.9 MOSTRA COMO VARIA A SENSIBILIDADE TÉRMICA DO GANHO DE CORRENTE DO ESPELHO DE WILSON, À TEMPERATURA DE 300 K, EM FUNÇÃO DE β .



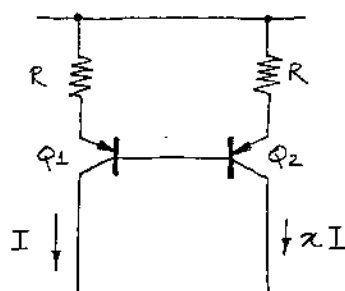
[FIG-2.9] - SENSIBILIDADE DO GANHO DE CORRENTE DO ESPELHO DE WILSON A β .

PARA ILUSTRAR A INFLUÊNCIA DESE ESPELHO DE CORRENTE NA GERAÇÃO DE UMA TENSÃO PROPORCIONAL À TEMPERATURA, É MOSTRADO NO GRÁFICO DA FIGURA-2.10 A TENSÃO RESIDUAL INCREMENTAL RESULTANTE DA VARIAÇÃO DE 1°K NO ENTORNO DE 300 K, EM FUNÇÃO DE β .



[FIG-2.10] - CONTRIBUIÇÃO DO ESPELHO DE CORRENTE À TENSÃO RESIDUAL DE UM PAR DIFERENCIAL.

A DEGENERACÃO DE EMISSORES EM ESPELHOS DE CORRENTE É, EM DIVERSAS APLICAÇÕES, UMA FORMA SÍMPLES DE MELHORAR O SEU DESEMPENHO. A INCLUSÃO DE RESISTORES DE EMISSOR, COMO MOSTRA A FIGURA - 2.11, PROPICIA: O AUMENTO DA RESISTÊNCIA DE SAÍDA, ATENUAÇÃO DOS EFEITOS DE MODULAÇÃO DE BASE, EQUILIBRAÇÃO DAS CORRENTES DE ENTRADA E SAÍDA [28], [29] ALÉM DE MINIMIZAR A COMPONENTE DE RUÍDO DA CORRENTE DE SAÍDA [30]. POR OUTRO LADO, A PRESENÇA DESSES RESISTORES COMPROMETE A ESTABILIDADE TÉRMICA DO GANHO DE CORRENTE CONFORME MOSTRA A ANÁLISE SUB-SEQUENTE. PARA O CASO DE UM ESPELHO DE CORRENTE DE GANHO UNITÁRIO.



[FIG - 2.11] - ESPELHO DE CORRENTE COM EMISSORES DEGENERATIVOS.

ESTA ANÁLISE CONTRIBUI PARA UM CRITÉRIO DE ESCOLHA DE VALORES ADEQUADOS DE R PARA O NÍVEL DE CORRENTE DE OPERAÇÃO I ATRAVÉS DO CÁLCULO DA SENSIBILIDADE TÉRMICA DO GANHO DE CORRENTE α EM FUNÇÃO DE UMA TENSÃO NOMINAL - (V_N) - IGUAL À QUEDA DE POTENCIAL SOBRE O RESISTOR DE EMISSOR - ($R \cdot I$).

SE ATRIBUÍRMOS A CAUSA DO DEVIÓ ENTRE AS CORRENTES A UMA PEQUENA DIFERENÇA ENTRE AS ÁREAS DOS EMISSORES DE Q_1 E Q_2 , EM DEZ:

$$A_{E2} = (1 + \delta) A_{E1} \quad , \quad |\delta| \ll 1 \quad \text{-----} \quad (2.48)$$

ENTÃO, COM REFERÊNCIA À FIGURA - 2.11 :

$$V_{BE1} + RI = V_{BE2} + \alpha RI \quad \text{-----} \quad (2.49)$$

$$V_T \ln \frac{J_1}{J_2} = (\alpha - 1) RI \quad \text{-----} \quad (2.50)$$

$$- V_T \ln \alpha + V_T \ln (1 + \delta) = (\alpha - 1) RI \quad \text{-----} \quad (2.51)$$

COMO $\alpha \approx 1$ E $\delta \ll 1$, CONSIDEREMOS AS APROXIMAÇÕES:

$$\ln x \approx x-1 \quad \text{--- (2.52)}$$

$$\text{E } \ln(1+\delta) \approx \delta \quad \text{--- (2.53)}$$

DESSE MODO A EQUAÇÃO (2.51) SE TRANSFORMA EM:

$$-V_T(x-1) + V_T\delta \approx (x-1)RI \quad \text{--- (2.54)}$$

E TEMOS:

$$x = \frac{V_M + (1+\delta)V_T}{V_M + V_T} \quad \text{--- (2.55)}$$

A SENSIBILIDADE TÉRMICA DE x É DEFINIDA COMO:

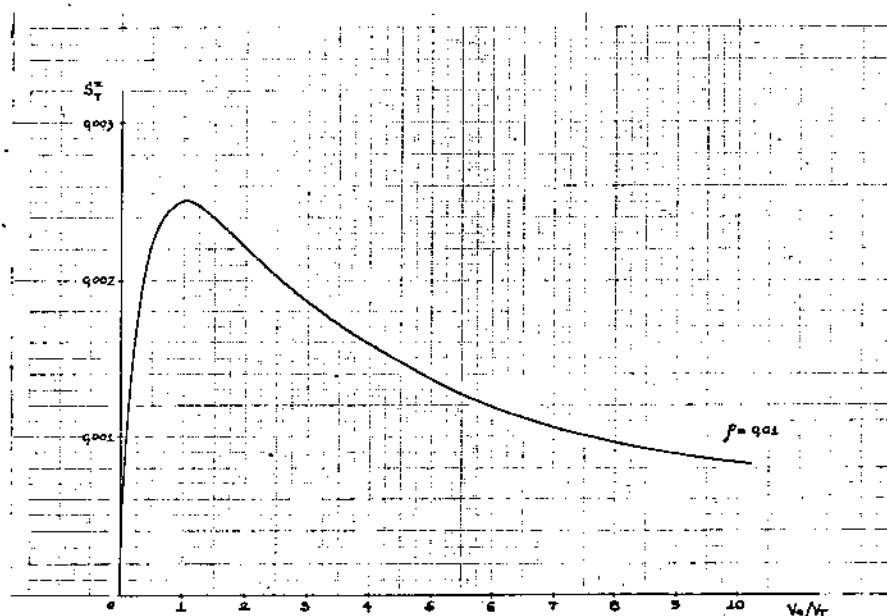
$$S_T^x = \frac{T}{x} \cdot \frac{dx}{dT} \quad \text{--- (2.56)}$$

OU SEJA:

$$S_T^x = \frac{\frac{V_M}{V_T} \cdot \delta}{\left(\frac{V_M}{V_T} + 1\right) \left(\frac{V_M}{V_T} + (1+\delta)\right)} \quad \text{--- (2.57)}$$

COMO FUNÇÃO DE V_M , S_T^x TEM UM MÁXIMO EM:

$$V_M = V_T(1+\delta) \quad \text{--- (2.58)}$$



[FIG. - 2.12] -- SENSIBILIDADE TÉRMICA DO GANHO DE UM ESPELHO DE CORRENTE COM ENÉRGIA REGENERADA.

VISTO SE CONCLUIR QUE NA GERAÇÃO DE TENSÕES P_{TAT} , ONDE É EXIGIDA ALTA ESTABILIDADE TÉRMICA DO GAINO DE CORRENTE DO CÍRCULO UTILIZADO, NÃO É CONVENIENTE DEGENERAR OS EMISSORES. QUANDO, ENTRETANTO, OUTROS ASPECTOS SÃO RELEVANTES, COMO ALTA RESISTÊNCIA DE SAÍDA, BAIXO RUÍDO, ETC A DEGENERACÃO DEVE SER FORTE: $V_M \gg V_T$.

2.4 - O FATOR DE AMPLIAÇÃO (K):

NAS ESTRUTURAS DE BANDGAP O FATOR DE AMPLIAÇÃO DA TENSÃO $PTAT - (\Delta V_{be})$ É ESTABELECIDO PELA RAZÃO DE DOIS RESISTORES. SENDO ASSIM, A TENSÃO DE SAÍDA NÃO É AFETADA PELO COEFICIENTE TÉRMICO ABSOLUTO DE CADA RESISTOR MAS PELA DIFERENÇA ENTRE SEUS COEFICIENTES TÉRMICOS, COMO MOSTRA A ANÁLISE SUBSEQUENTE.

A TENSÃO DE SAÍDA DE UMA CÉLULA DE BANDGAP, DADA POR:

$$V_R = V_{be} + K \Delta V_{be} \quad \text{--- (2.59)}$$

APRESENTA UMA VARIAÇÃO TÉRMICA PERCENTUAL:

$$\frac{1}{V_R} \cdot \frac{dV_R}{dT} = \frac{dV_{be}}{V_R dT} + \frac{K}{V_R} \cdot \frac{d\Delta V_{be}}{dT} + \frac{\Delta V_{be}}{V_R} \cdot \frac{dK}{dT} \quad \text{--- (2.60)}$$

como $K = \frac{2R_1}{R_2} \quad \text{--- (2.61)}$

ENTÃO $\frac{1}{K} \frac{dK}{dT} = \left[\frac{1}{R_1} \frac{dR_1}{dT} - \frac{1}{R_2} \frac{dR_2}{dT} \right] \cdot 2 \quad \text{--- (2.62)}$

A EQUAÇÃO ACIMA MOSTRA, PORTANTO, QUE A VARIAÇÃO TÉRMICA PERCENTUAL DO GANHO K É O DOBRO DA DIFERENÇA ENTRE OS COEFICIENTES TÉRMICOS DOS RESISTORES.

A PARCELA ADICIONAL NA DERIVA TÉRMICA DE (V_R) , ÚLTIMO TERMO DA EQUAÇÃO (2.60), DEVIDA À VARIAÇÃO DE K PODE SER, ENTÃO, ESCRITA COMO:

$$\frac{\Delta V_{be}}{V_R} \cdot \frac{dK}{dT} = \frac{K \Delta V_{be}}{V_R} \cdot \frac{1}{K} \frac{dK}{dT} \quad \text{--- (2.63)}$$

SUBSTITUINDO (2.59) E (2.62) EM (2.63), TEMOS:

$$\frac{\Delta V_{be}}{V_R} \cdot \frac{dK}{dT} = \left[\frac{1}{R_1} \frac{dR_1}{dT} - \frac{1}{R_2} \frac{dR_2}{dT} \right] \cdot \left[\frac{2}{1 + \frac{V_{be}}{K \Delta V_{be}}} \right] \quad \text{--- (2.64)}$$

É IMPORTANTÍSSIMO, PORTANTO, A UTILIZAÇÃO DE RESISTORES CUJO PROCESSO DE OBTENÇÃO GARANTA ALTA ESTABILIDADE DO COEFICIENTE TÉRMICO. É SEM SABER [26], [27], QUE DENTRE OS TIPOS DE RESISTORES

NORMALMENTE UTILIZADOS EM CIRCUITOS INTEGRADOS SÃO OS RESISTORES DE FILME FINO QUE MAIOR UNIFORMIDADE DE COEFICIENTE TÉRMICO APRESENTAM.

RESISTORES DE (Si-Cr) [31], POR EXEMPLO, APRESENTAM UM COEFICIENTE TÉRMICO DIFERENCIAL TÍPICO DE $3 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, CONSTANTE NO INTERVALO TÉRMICO MUITO. A UTILIZAÇÃO DESSOS RESISTORES IMPÕE, DESEMO, NUM ACRESCIMO DE $2,8 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, EM $T=300^\circ\text{K}$, A DERIVA TÉRMICA DE V_R . ISTO NÃO SIGNIFICA, ENTRETANTO, QUE A UTILIZAÇÃO DESSOS RESISTORES ESTABELEÇA COMO NÍVEL MÍNIMO DE DERIVA TÉRMICA $2,8 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, NA PRÁTICA A CARACTERIZAÇÃO (MEDIDA) DE (ΔV_R) JÁ INCLUI A VARIAÇÃO DO GANHO K E POR CONSEQUENTE A SUA COMPENSAÇÃO.

AS CONSEQUÊNCIAS DA UTILIZAÇÃO DE RESISTORES DIFUNDIDOS SÃO BEM MAIS GRAVES DEVIDO À FORTE NÃO LINEARIDADE EM SEU COMPORTAMENTO TÉRMICO. O COEFICIENTE TÉRMICO DIFERENCIAL DE RESISTORES DIFUNDIDOS É, EM GERAL, UMA OU MAIS ORDEM DE GRANDEZA SUPERIOR AO DOS RESISTORES DE (Si-Cr) E A COMPENSAÇÃO DA DERIVA TÉRMICA RESULTANTE É DE MAIS DIFÍCIL IMPLEMENTAÇÃO.

A ESTABILIDADE TEMPORAL DOS RESISTORES DE FILME FINO É TAMBÉM SUPERIOR À DOS RESISTORES DIFUNDIDOS. TUDO ISTO, DE CERTO MODO, DESACERTA A UTILIZAÇÃO DE RESISTORES DIFUNDIDOS EM BANDAS DE ALTA PRECISÃO.

RESISTORES OBTIDOS POR IMPLANTAÇÃO IÔNICA TEM SÃO UTILIZADOS EM ALGUMAS CÉLULAS DE BANDA COMERCIAIS DE ALTO DESEMPENHO [32], [33]. NÃO TEMOS DADOS, ENTRETANTO, PARA UMA COMPARAÇÃO NUMÉRICA COM OS RESISTORES DE (Si-Cr).

CAPÍTULO - III

- 3.1 - INTRODUÇÃO
- 3.2 - FONTE DE REFERÊNCIA : LM-168 (NATIONAL)
- 3.3 - V_{REF} - CONVERSOR A/D 12 BITS (ADVANCED MICRO DEVICES)
- 3.4 - CORREÇÃO DE CURVATURA POR LINEARIZAÇÃO DE (V_{BE}) .

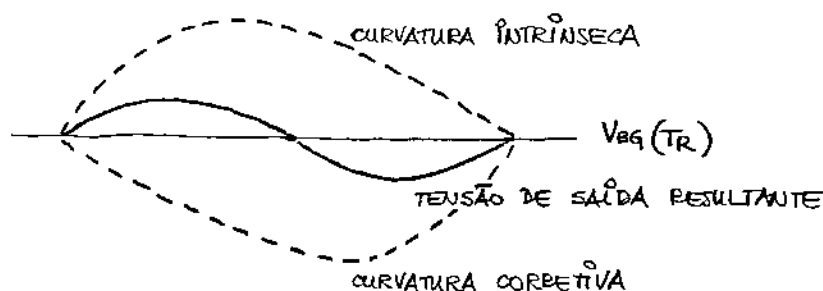
RESUMO:

SÃO ANALISADAS AS TÉCNICAS DE CORREÇÃO DE CURVATURA USADAS NOS CIRCUITOS DE FONTE DE REFERÊNCIA TIPO BANDGAP QUE HOJE REPRESENTAM O ESTADO DA ARTE.

3.1 - INTRODUÇÃO:

A INTRODUÇÃO DE UM TERMO QUADRÁTICO DE CURVATURA OPOTA A DA TENSÃO DE SAÍDA DA CÉLULA DE BANDSAP TEM SIDO A TÉCNICA UTILIZADA PARA DIMINUIR O COEFICIENTE TÉRMICO EM FONTES DE REFERÊNCIAS ATUALMENTE.

ALGUNS DESES CIRCUITOS APRESENTAM UMA TENSÃO DE SAÍDA CUJA VARIÇÃO NO INTERVALO TÉRMICO MUITAR SE CARACTERIZA PELA FORMA "S" DEITADO ORÍGINADA DA NÃO COINCIDÊNCIA DOS PONTOS DE MÁXIMO-MÍNIMO DAS CURVATURAS: INTRÍNSECA E CORRETIVA, RESPECTIVAMENTE.



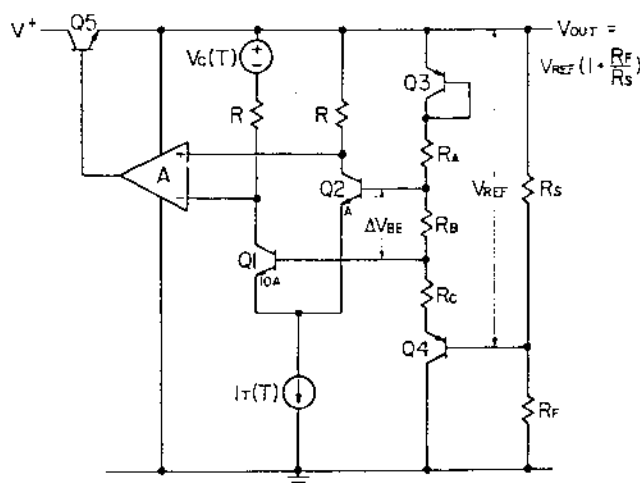
[FIG. 3.1] - CARACTERÍSTICA "S-DEITADO" DE FONTES DE REFERÊNCIA TIPO BANDSAP COM CURVATURA CORRIGIDA.

TRES CIRCUITOS QUE IMPLEMENTAM ESTA TÉCNICA E QUE CONSTITUEM O ESTADO DA ARTE ATUAL EM FONTE DE REFERÊNCIA TIPO BANDSAP, SÃO ANALISADOS SEQUENTEMENTE A SEGUIR:

3.2 - FONTE DE REFERÊNCIA - LM-168 (NATIONAL). [11]

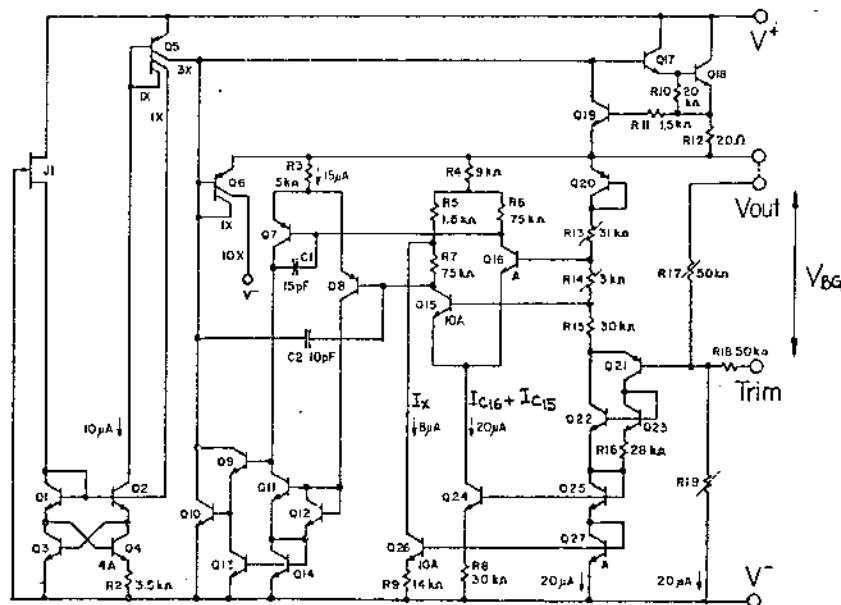
TRATA-SE DE UMA OTIMIZAÇÃO DA CÉLULA DE DOBKIN.

A CORREÇÃO DE CURVATURA É OCASIONADA PELO DESBALANÇAMENTO DAS CORRENTES DE POLARIZAÇÃO DO PAR DE TRANSISTORES Q_1, Q_2 RESPONSÁVEIS PELA GERAÇÃO DO TERMO $PTAT$, ATRAVÉS DE UMA TENSÃO INCREMENTAL ($V_C(T)$), COMO MOSTRA A FIGURA - 3.2.



[FIG. 3.2] - CÉLULA DE DOBKIN COM CURVATURA CORRIGIDA.

A TÉCNICA DE CORREÇÃO DE CURVATURA SE TORNA MAIS EVIDENTE ATRAVÉS DA ANÁLISE DO CIRCUITO REAL IMPLEMENTADO, CUJO ESQUEMA COMPLETO É MOSTRADO NA FIGURA - 3.3.



[FIG-3.3] - FONTE DE REFERÊNCIA, LM 168 (NATIONAL)

A TENSÃO DE REFERÊNCIA (FLUTUANTE) INDICADA NO ESQUEMA POR (V_{BG}) É DADA POR:

$$V_{BG} = V_{BE21} + V_{BE20} + \left(\frac{R_{13} + R_{14} + R_{15}}{R_{14}} \right) \cdot (V_{BE16} - V_{BE15}) \quad \text{--- (3.1)}$$

EM QUE:

$$\Delta V_{BE} = V_{BE16} - V_{BE15} = V_T \ln 10 + V_T \ln \left[\frac{I_{C16}}{I_{C17}} \right] \quad \text{--- (3.2)}$$

DA MALHA À QUAL PERTENCEM R_5, R_6 E R_7 , TEMOS:

$$\frac{I_{C16}}{I_{C17}} = 1 + \frac{R_5}{R_7} \left(\frac{I_x + I_{C15}}{I_{C15}} \right) \quad \text{--- (3.3)}$$

E COMO $R_5 \ll R_7$,

$$\ln \frac{I_{C16}}{I_{C17}} \cong \left(\frac{R_5}{R_7} \right) \left(\frac{I_x + I_{C15}}{I_{C15}} \right) \quad \text{--- (3.4)}$$

COMO SERÁ MOSTRADO EM (4.5.1) AS CORRENTES I_X E I_{C15} SÃO, RESPECTIVAMENTE, P_{TAT} E C_{TAT} ; OU SEJA:

$$I_X = a_1 \cdot T \text{ ----- (3.5)}$$

$$e \quad I_{C15} = a_2 - b_2 \cdot T \text{ ----- (3.6)}$$

ONDE a_1 , a_2 e b_2 SÃO CONSTANTES.

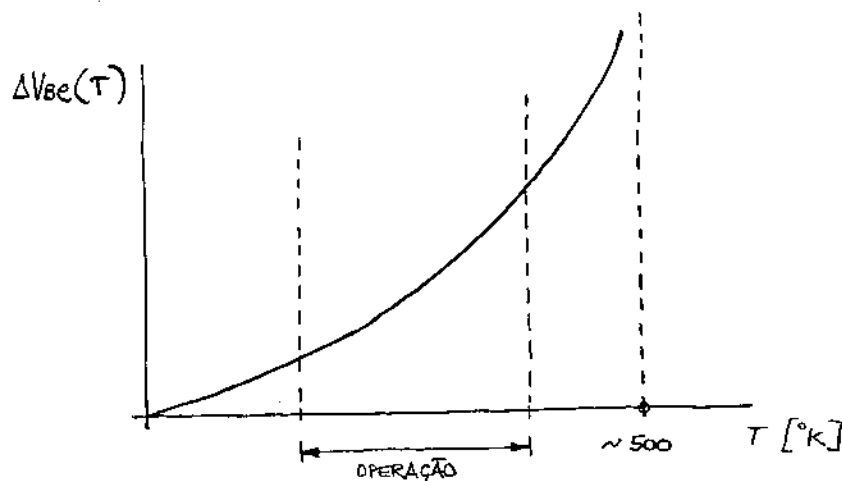
PORTANTO:

$$\ln \frac{I_{C16}}{I_{C17}} \cong \frac{R_5}{R_7} \left[\frac{a_2 + (a_1 - b_2) \cdot T}{a_2 - b_2 \cdot T} \right] \text{ ----- (3.7)}$$

LOGO, A EQUAÇÃO (3.2) PODE SER ESCRITA COMO:

$$\Delta V_{BE} = V_T \ln 10 + \left(\frac{K \cdot R_5}{q \cdot R_7} \right) T \cdot \left[\frac{a_2 + (a_1 - b_2) T}{a_2 - b_2 T} \right] \text{ ----- (3.8)}$$

A FUNÇÃO $\Delta V_{BE}(T)$, ASSIM ESTABELECEDA, APRESENTA UMA CURVATURA ASCENDENTE ATÉ A PROXIMIDADE DE $T = a_2/b_2$, (CERCA DE $500^\circ K$),



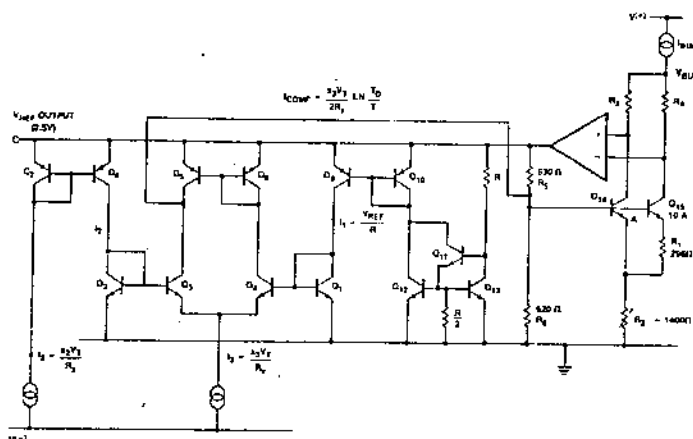
[FIG - 3.4] - CARACTERÍSTICA ANTI-CURVATURA DE $\Delta V_{BE}(T)$ CONSEQUENTE DO DESBALANCEAMENTO DE CORRENTES DE COLETOR DO PAR Q_{15}, Q_{16} .

COMPENSANDO DESTA FORMA, POR UM AJUSTE DE GANHO, AS NÃO LINEARIDADES DE $(V_{BE21} + V_{BE20})$.

COM ESTA TÉCNICA FOI CONSEGUÍDA UMA REDUÇÃO DO COEFICIENTE TÉRMICO DE CERCA DE 12 VEZES EM RELAÇÃO AOS CIRCUITOS CONVENCIONAIS BASEADOS NA CÉLULA DE DOBKIN.

3.3- V_{REF} - CONVERSOR A/D 12 BITS (ADVANCED MICRO DEVICES) [13] :

O CIRCUITO DA FIGURA-3.5 CONSTITUE A FONTE DE REFERÊNCIA DE UMA CONVERSOR A/D DE 12 BITS.



[FIG-3.5] - CORREÇÃO DE CURVATURA NA CÉLULA DE BROKAW ATRAVÉS DE UMA CORRENTE (RAZÃO LOG.) EXTERNA.

TRATA-SE DE UMA CÉLULA DE BROKAW À QUAL FOI INCORPORADA UMA ESTRUTURA PARA A CORREÇÃO DE CURVATURA.

A TÉCNICA DE CORREÇÃO SE BASEIA NA GERAÇÃO DE UMA CORRENTE DE COMPORTAMENTO TÉRMICO PROXIMO AO INVERSO DA CURVATURA INTRÍNSECA DA CÉLULA, QUE INTRODUZ UMA TENSÃO INCORRENTAL CORRETIVA EM (V_{REF}) PELA AÇÃO DO DIVISOR RESISTIVO $R_5 - R_6$.

LEVANDO EM CONSIDERAÇÃO I_{comp} NA CÉLULA DE BROKAW :

$$V_{REF} = R_5 \cdot I_B - R_5 \cdot I_{comp} + V_{BQ} \left[\frac{R_5 + R_6}{R_6} \right] \quad (3.9)$$

$$\text{ONDE } V_{BQ} = V_{BE_{14}} + \frac{2R_2}{R_1} V_T \ln 10 \quad (3.10)$$

SUBSTITUINDO (3.10) EM (3.9) E APÓS ALGUMAS MANIPULAÇÕES, TEMOS:

$$V_{REF} = R_5 \cdot I_B - R_5 \cdot I_{comp} + \left(1 + \frac{R_5}{R_6} \right) \left[V_{BQ} - (V_{BQ} - V_{BE_{14}}) \frac{T}{T_R} + \left(\frac{2R_2}{R_1} \ln 10 \right) V_T - (m-1) V_T \ln \frac{T}{T_R} \right] \quad (3.11)$$

A OBTENÇÃO DE (V_{REF}) INDEPENDENTE DE T IMPLICA, PORTANTO, EM:

$$\frac{2R_2}{R_1} = \left(\frac{V_{BQ} - V_{BE_{14}}}{T_R} \right) \cdot \left(\frac{q}{K T_R} \right) \frac{1}{\ln 10} \quad (3.12)$$

E:

$$I_{comp} = - \left(\frac{R_E + R_S}{R_E R_S} \right) \cdot (n-1) V_T \ln \frac{T}{T_R} \quad (3.13)$$

A PRIMEIRA CONDIÇÃO PODE SER ESTABELECIDA ATRAVÉS DE UM AJUSTE EM R_E - COMO INDICA O ESQUEMA.

EXCLUINDO A CÉLULA BÁSICA DE BROKAW QUE INCLUI O AMPLIFICADOR OPERACIONAL E OS TRANSISTORES Q_{14} E Q_{15} , TODO O CIRCUITO DESTA FIG. ATUA NO SENTIDO DE GERAR I_{comp} .

POR INSPEÇÃO DA FIG. 3.5, TEMOS QUE:

$$I_1 = \frac{V_{REF}}{R} \quad (3.14)$$

$$I_2 = \frac{x_2 V_T}{R_x} \quad (3.15)$$

APLICANDO O PRINCÍPIO TRANSLÚZÉR [34] NA MALHA FORMADA POR Q_1 , Q_2 , Q_3 E Q_4 :

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{I_3}{I_4} = \frac{\frac{x_2 V_T}{R_x}}{\frac{V_{REF}}{R}} = \left(\frac{x_2 R}{R_x V_{REF}} \right) V_T \quad (3.16)$$

$$\text{E COMO } I_3 + I_4 = \frac{x_3 V_T}{R_x} \quad (3.17)$$

OBTÉM-SE, APÓS ALGUMAS MANIPULAÇÕES:

$$I_{comp} = \frac{x_3}{R_x} V_T \left[\frac{\left(\frac{x_2 R}{R_x} \right) \frac{V_T}{V_{REF}} - 1}{\left(\frac{x_2 R}{R_x} \right) \frac{V_T}{V_{REF}} + 1} \right] \quad (3.18)$$

COM UM AJUSTE ADEQUADO DE $(x_2 R / R_x)$, PODE-SE FAZER

$$\left(\frac{x_2 R}{R_x} \right) \frac{V_T}{V_{REF}} = \frac{T}{T_R} \quad (3.19)$$

QUE LEVA A:

$$I_{comp.} = \frac{\alpha_3}{R_x} V_T \left[\frac{\frac{T}{T_R} - 1}{\frac{T}{T_R} + 1} \right] \quad \text{--- (3.20)}$$

QUE CORRESPONDE, POR SUA VEZ, AO PRIMEIRO TERMO DA EXPANSÃO EM SÉRIE DE TAYLOR DE:

$$f(T) = \frac{\alpha_3}{2R_x} V_T \ln \frac{T}{T_R} \quad \text{--- (3.21)}$$

PORTANTO, A SEGUNDA CONDIÇÃO PARA QUE HAJA CORREÇÃO DA CURVATURA (APROXIMADA) É SATISFEITA QUANDO:

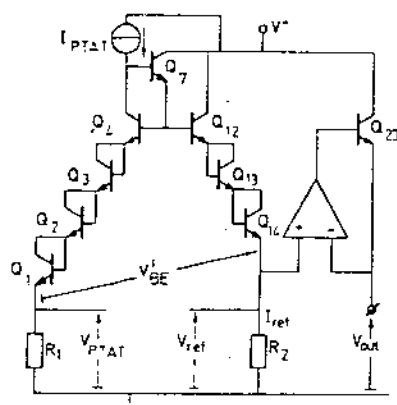
$$- \left[\frac{R_5 + R_6}{R_5 \cdot R_6} \right] (\mu - 1) = \frac{\alpha_3}{2R_x} \quad \text{--- (3.22)}$$

COM O EMPREGO DESTA TÉCNICA DE CORREÇÃO DE CURVATURA FOI CONSEGUÍDA UMA REDUÇÃO NA DERIVA TÉRMICA DE (V_{REF}) DE 25 ppm/°C PARA 8 ppm/°C. NO INTERVALO TÉRMICO MILITAR.

3.4 - CORREÇÃO DE CURVATURA POR LINEARIZAÇÃO DE (V_{BE}).

UMA OUTRA FORMA DE CORRIGIR A CURVATURA DE UMA FONTE DE REFERÊNCIA TIPO BANDGAP, SUGERIDA POR MEIJER [12], BASEIA-SE NA OBTENÇÃO DE UMA TENSÃO EQUIVALENTE À TENSÃO DE UMA JUNÇÃO BASE-EMISSION (V_{BE}) LINEARIZADA, CUJA COMPENSAÇÃO TÉRMICA É FACILMENTE REALIZÁVEL ATRAVÉS DO CLÁSSICO MÉTODO DA CORRENTE PTAT.

O ESQUEMA SIMPLIFICADO DE UM CIRCUITO QUE IMPLEMENTA ESTA TÉCNICA É MOSTRADO NA FIGURA-3.6.



[FIG-3.6] - FONTE DE REFERÊNCIA COM CURVATURA CORRIGIDA PELA LINEARIZAÇÃO DE V_{BE} .

A DIFERENÇA DE POTENCIAL ENTRE OS EMISORES DE Q_1 E Q_{14} - (V_{BE}') - É DADA POR:

$$V_{BE}' = V_{BE1} + V_{BE2} + V_{BE3} + V_{BE4} - V_{BE12} - V_{BE13} - V_{BE14} \quad (3.23)$$

POLARIZANDO Q_1, Q_2, Q_3 E Q_4 COM $I_C = PTAT$ E OS DEMAIS TRANSISTORES COM $I_C = NPO$, COMO TODOS OS TRANSISTORES SÃO IDÊNTICOS, ENTÃO,

$$V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE3} = V_{BE4} = V_{EO} - \left(\frac{V_{EO} - V_{BER}}{T_R} \right) T - (m-1) V_T \ln \frac{T}{T_R} \quad (3.24)$$

$$E \quad V_{BE12} = V_{BE13} = V_{BE14} = V_{EO} - \left(\frac{V_{EO} - V_{BER}}{T_R} \right) T - m V_T \ln \frac{T}{T_R} \quad (3.25)$$

ONDE, NA EQUAÇÃO (2.28), $m = (4 - \eta)$:

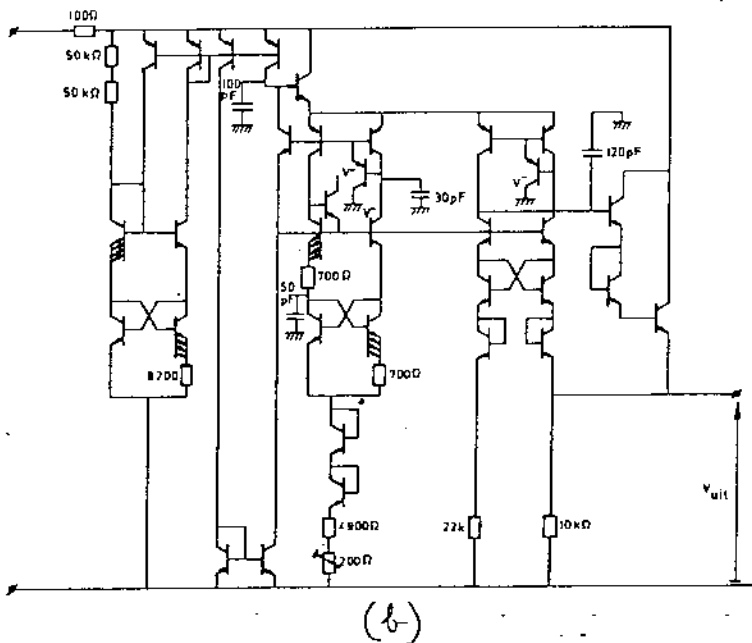
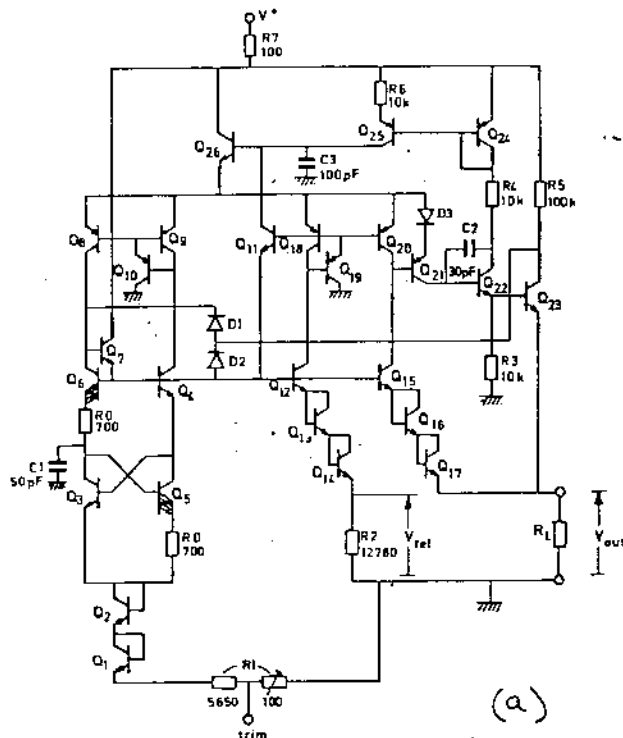
$$V_{BE}' = V_{EO} - \left(\frac{V_{EO} - V_{BER}}{T_R} \right) T - \left[4(m-1) + 3m \right] V_T \ln \frac{T}{T_R} \quad (3.26)$$

SE $n=4$, (V_{OE}) TEM UM COMPORTAMENTO TÉRMICO LINEAR CUJO TERMO EM I PODE SER COMPENSADO COM UMA TENSÃO $PIAT$. NO CASO, A TENSÃO DE REFERÊNCIA RESULTANTE É A SOMA DE (V_{BE}) COM A TENSÃO SOBRE O RESISTOR R_1 .

$$V_{REF} = V_{EO} - \left(\frac{V_{EO} - V_{BE}}{T_R} \right) T + R_1 \cdot (I_{PIAT}) \quad (3.27)$$

OS DOIS ÚLTIMOS TERMOS SE CANCELAM PARA UM DETERMINADO VALOR DE R_1 .

DOIS ESQUEMAS COMPLETOS DE CIRCUITOS QUE IMPLEMENTAM ESTA TÉCNICA SÃO MOSTRADOS NAS FIGURAS 2.7 a e b.



[FIG - 2.7 (a) e (b):

- IMPLEMENTAÇÕES PRÁTICAS DE FONTES DE REFERÊNCIA COM CURVATURA CORRIGIDA POR LINEARIZAÇÃO DE V_{BE} .

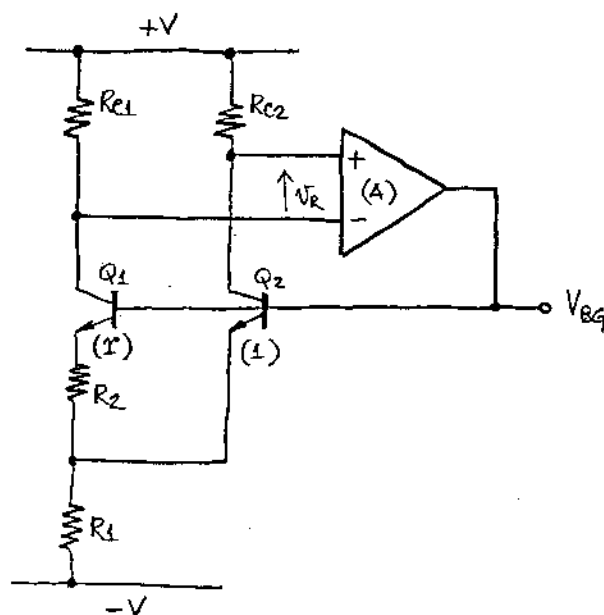
ALGUMAS AMOSTRAS DA IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DO CIRCUITO DA FIGURA 2.7.a
APRESENTARAM OS SEGUINTE RESULTADOS:

$$V_{SAIDA} - 1153 \text{ mV}$$

$$\Delta V_{SAIDA} / V_{SAIDA} - 50 \text{ ppm EM } (-25^{\circ}\text{C A } 85^{\circ}\text{C}) .$$

4.1 - INTRODUÇÃO:

ALTERANDO O COMPORTAMENTO TÉRMICO DA TENSÃO RESIDUAL DO AMPLIFICADOR OPERACIONAL UTILIZADO PARA ESTABELECEER O PONTO DE OPERAÇÃO DA CÉLULA DE BROKAW DE MODO A CORRIGIR A CURVATURA INTRÍNSECA À TENSÃO DE SAÍDA DA CÉLULA, PROPONEMOS UMA NOVA ESTRUTURA DE FONTE DE REFERÊNCIA DE DESEMPENHO SUPERIOR ÀS ESTRUTURAS CONVENCIONAIS.



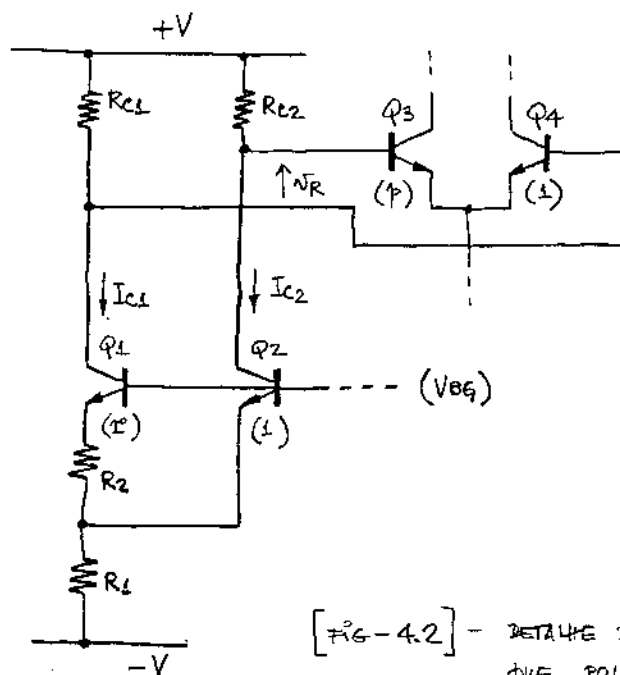
[Fig. 4.1] - CÉLULA DE BROKAW

AS ANÁLISES SUBSEQUENTES MOSTRAM QUE SE A TENSÃO RESIDUAL (V_R) SE COMPORTA DE MODO OPOSTO AO TERMO NÃO LINEAR DA TENSÃO DE SAÍDA DA CÉLULA (EXPLICADO EM (2.28)), UM SIMPLES AJUSTE DE GANHO, DETERMINADO POR UMA RAZÃO DE RESISTORES, PODE CORRIGIR SUA CURVATURA, MINIMIZANDO O COEFICIENTE TÉRMICO DA TENSÃO DE REFERÊNCIA.

4.2 - DESCASAMENTO DOS COMPONENTES CRÍTICOS:

O AMPLIFICADOR OPERACIONAL (A) ASSEGURA IGUAIS CORRENTES DE COLETOR NOS TRANSISTORES Q_1 E Q_2 DESDE QUE OS RESISTORES R_{C1} E R_{C2} SEJAM IGUAIS E QUE A TENSÃO RESIDUAL (V_R) SEJA NULA (CASO IDEAL).

OS EVENTUAIS DESCASAMENTOS DE ÁREAS DOS EMISSORES DOS TRANSISTORES QUE CONSTITUEM O PAR DIFERENCIAL DE ENTRADA DO AMPLIFICADOR (A) ASSIM COMO O DESCASAMENTO ENTRE OS RESISTORES R_{C1} E R_{C2} , INDUZEM UMA TENSÃO INCREMENTAL À TENSÃO DE SAÍDA (V_{BQ}) CUYA VARIAÇÃO TÉRMICA É, PREDOMINANTEMENTE πI_{AT} , CONFUNDINDO-SE COM A PARCELA DE TENSÃO πI_{AT} , INTRÍNSECA À CÉLULA, DA QUAL É CONSTITUÍDA (V_{BQ}).



[FIG-4.2] - DETALHE DO AMPLIFICADOR OPERACIONAL QUE POLARIZA A CÉLULA DE BROKAW.

A TENSÃO RESIDUAL (V_R) DEVIDA AO DESCASAMENTO DAS ÁREAS DE Q_3 E Q_4 , É DADA POR:

$$V_R = V_T \ln p \quad (4.1)$$

E A TENSÃO INCREMENTAL EM (V_{BG}) DEVIDA AO DESCASAMENTO DOS RESISTORES R_{C1} E R_{C2} É DADA POR:

$$\delta V_{BG} = V_T \ln \frac{R_{C1}}{R_{C2}} \quad (4.2)$$

A UTILIZAÇÃO DE RESISTORES DE FÍLME-FÍNO E O AJUSTE FÍNO COM LASER [35] PRATICAMENTE ELIMINAM ESTA ÚLTIMA PARCELA.

A SEMELHANÇA DA FORMA DE VARIAÇÃO TÉRMICA DESTAS TENSÕES INCREMENTAIS - A TENSÃO $PIAT$ SOBRE R_1 , PRÓPRIA DA CÉLULA, PERMITE QUE SUAS CORREÇÕES SEJAM FEITAS ATRAVÉS DE UM SÍMPLES AJUSTE DE R_1 .

4.3 - TRANSCONDUTÂNCIA DIFERENCIAL DA CÉLULA DE BROKAW.

DE UMA FORMA GERAL, QUALQUER DESVIO ENTRE AS CORRENTES DE COLETOR DOS TRANSISTORES Q_1 E Q_2 - ($I_{C1} - I_{C2}$) - REFLETE UMA TENSÃO INCREMENTAL EM (V_{BG}) QUE, PARA O CASO DE PEQUENOS SINAIS PODE SER ANALISADO ATRAVÉS DE SUA TRANSCONDUTÂNCIA DIFERENCIAL, CUJA EXPRESSÃO, DEDUZIDA NO APÊNDICE - E É:

$$g_{md} = \frac{(1+x)g_{m2} - g_{m1}}{(1+x) + [g_{m1} + (1+x)g_{m2}]R_1} \quad (4.3)$$

ONDE $\alpha = \ln \frac{A_{E1}}{A_{E2}}$

E g_{m1} , g_{m2} SÃO AS TRANSCONDUTÂNCIAS CORRESPONDENTES DE Q_1 E Q_2 .

ESTA RELAÇÃO É VÁLIDA EM UM ENTORNO DE PEQUENA AMPLITUDE DO PONTO DE OPERAÇÃO DOS TRANSISTORES Q_1 E Q_2 E NÃO CONSIDERA AS INFLUÊNCIAS EM (I_{C1}) DA VARIAÇÃO NA TENSÃO (V_{BE}) DO TRANSISTOR Q_2 DEVIDA AO DESVIO ENTRE AS CORRENTES (I_{C1}) E (I_{C2}) - SINAL DE PEQUENA AMPLITUDE - CONDIÇÃO, ESTA, ACEITÁVEL POR SER LOGARÍTMICA A RELAÇÃO $(I_C \times V_{BE})$ DO TRANSISTOR.

CONSIDERANDO-SE, PORTANTO, QUE O SINAL INCREMENTAL DE CORRENTE ENTRE OS COLETORES DE Q_1 E Q_2 AO QUAL DEVE CORRESPONDER UM SINAL INCREMENTAL DE TENSÃO EM (V_{BS}) É DEFINIDO POR:

$$i = I_{C1} - I_{C2} \quad \text{--- (4.4)}$$

ENTÃO AS TRANSCONDUTÂNCIAS INDIVIDUAIS DOS DOIS TRANSISTORES Q_1 E Q_2 SÃO IGUAIS E DADAS POR:

$$g_m = g_{m1} = g_{m2} = \frac{I_C}{V_T} \quad \text{--- (4.5)}$$

DESSA FORMA, A EXPRESSÃO (4.3) PODE SER REESCRITA COMO:

$$g_{mD} = \frac{\alpha \cdot g_m}{(1+\alpha) + (2+\alpha) g_m R_1} \quad \text{--- (4.6)}$$

COMO, INTRINSICAMENTE, AS CORRENTES DE POLARIZAÇÃO SÃO PROPORCIONAIS À TEMPERATURA ABSOLUTA, A TRANSCONDUTÂNCIA DIFERENCIAL É CONSTANTE; OU SEJA, COMO:

$$I_C = \frac{V_T}{R_2} \alpha \quad \text{--- (4.7)}$$

ENTÃO:

$$g_{mD} = \frac{\alpha^2}{(1+\alpha) R_2 + \alpha(2+\alpha) R_1} \quad \text{--- (4.8)}$$

DESSE MODO, PARA CORRIGIR A CURVATURA EM (V_{BS}) BASTA INTRODUZIR UM DESVIO ENTRE AS CORRENTES DE COLETOR (I) DE COMPORTAMENTO TÉRMICO

OPOSTO À CURVATURA.

A SÍNTESE DESSA SINAL OPPOSTO À CURVATURA SE BASEIA NO CHAMADO EQUACIONAMENTO PRÉ-SÍNTESE DA TENSÃO (V_{BE}), DESCRITO NO CAPÍTULO II SEGUNDO O QUAL A CURVATURA EM (V_{BQ}) PODE SER MATEMATICAMENTE EXPRESSA POR:

$$V_{BQ} = (m-1) V_T \ln \frac{T}{T_R} \text{ ----- (4.9)}$$

ONDE $m = 4 - \eta$ É UM PARÂMETRO CARACTERÍSTICO DE PROCESSO

DESSA MANEIRA, SE A TENSÃO RESIDUAL DO AMPLIFICADOR (A) - (V_R) - FOR DO TIPO:

$$V_R = C \cdot V_T \ln \frac{T}{T_R} \text{ ----- (4.10)}$$

ONDE C É UMA CONSTANTE, ENTÃO O DESVIÔ ENTRE AS CORRENTES DE COLETOR (i_c) É DADA POR:

$$i_c = \frac{C}{R_c} V_T \ln \frac{T}{T_R} \text{ ----- (4.11)}$$

E A CORREÇÃO DE CURVATURA OCORRE SE:

$$V_{BQ} + \frac{i_c}{g_{mb}} = 0 \text{ ----- (4.12)}$$

QUE LEVA À CONDIÇÃO DE PROJETO:

$$g_{mb} (m-1) = \frac{-C}{R_c} \text{ ----- (4.13)}$$

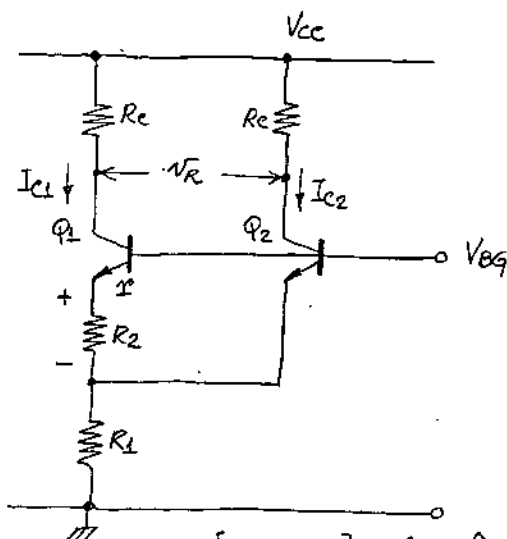
4.4 - SIMULAÇÃO DE UMA CÉLULA COM CORREÇÃO DE CURVATURA:

UMA ANÁLISE MAIS DETALHADA QUE O ENCAMINHAMENTO À SÍNTESE DA CÉLULA COM CURVATURA CORREGIDA PODE SER UTILIZADA PARA O AJUSTE FIM DE ALGUNS PARÂMETROS, LEVANDO O SEU DESEMPENHO A UM PONTO ÓTIMO DE OPERAÇÃO.

ESTA ANÁLISE, FEITA A SEGUIR, LEVA EM CONSIDERAÇÃO A REALIMENTAÇÃO EM (I_{C1}) PROVOCADA PELA VARIAÇÃO EM (V_{BE2}) DEVIDA À CORRENTE INCREMENTAL (i_c) EM Q_2 .

A ANÁLISE LEVA EM CONSIDERAÇÃO AS CORRENTES DE BASE ATRAVÉS DO PARÂMETRO α . QUANDO SE DISPÕE DE TRANSISTORES CUJO β_F É DA ORDEM DE 200 A 400, (CASO DOS "KIT-PARTS" UTILIZADOS) ENTRETANTO, É ACEITÁVEL SUPOR $\alpha = 1$.

REDESENHANDO DE FORMA CONVENIENTE A FIGURA - 4.1 :



[FIG - 4.3] - INFLUÊNCIAS DA TENSÃO RESIDUAL DO AMPLIFICADOR OPERACIONAL NA CÉLULA DE BROOKAW.

E EQUACIONANDO A MALHA SUPERIOR, TEMOS:

$$I_{C1} = \alpha \frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{R_2} \quad (4.14)$$

$$I_{C2} = I_{C1} + \frac{V_{OS}}{R_C} \quad (4.15)$$

DO CAPÍTULO II :

$$V_{BE2} - V_{BE1} = V_T \ln \frac{I_2}{I_1} \quad (4.16)$$

OU:

$$V_{BE2} - V_{BE1} = V_T \ln I + V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \quad (4.17)$$

SUBSTITUINDO (4.15) NO ÚLTIMO TERMO DE (4.17), TEMOS:

$$V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = V_T \ln \left[1 + \frac{V_{OS}}{I_{C1} R_C} \right] \quad (4.18)$$

UMA VEZ QUE $v_R \ll R_c I_{c1}$, VALE A APROXIMAÇÃO:

$$\ln \left[1 + \frac{v_R}{R_c I_{c1}} \right] \approx \frac{v_R}{R_c I_{c1}} - \frac{1}{2} \left(\frac{v_R}{R_c I_{c1}} \right)^2 \quad (4.19)$$

PORTANTO:

$$V_{BE2} - V_{BE1} \approx V_T \ln x + V_T \left[\frac{v_R}{R_c I_{c1}} - \frac{1}{2} \left(\frac{v_R}{R_c I_{c1}} \right)^2 \right] \quad (4.20)$$

IGUALANDO (4.14) A (4.20), TEMOS:

$$\frac{R_2 \cdot I_{c1}}{\alpha} = V_T \ln x + V_T \frac{v_R}{R_c I_{c1}} - \frac{1}{2} V_T \left(\frac{v_R}{R_c I_{c1}} \right)^2 \quad (4.21)$$

CONSIDERANDO-SE $C=1$ EM (4.10):*

$$v_R = V_T \ln \frac{T}{T_R} \quad (4.22)$$

QUE, SUBSTITUINDO EM (4.21) LEVA A:

$$\left[\frac{V_T^3}{2R_c^2} \ln^2 \frac{T}{T_R} \right] z^3 - \left[\frac{V_T^2}{R_c} \ln \frac{T}{T_R} \right] z^2 - \left(V_T \ln x \right) z + \frac{R_2}{\alpha} = 0 \quad (4.23)$$

ONDE z É UMA VARIÁVEL AUXILIAR DEFINIDA POR:

$$z = \frac{1}{I_{c1}} \quad (4.24)$$

PARA CADA TEMPERATURA CONSIDERADA (T), A EQUAÇÃO (4.23) ADMITE TRÊS RAÍZES REAIS E DISTINTAS, SENDO QUE SOMENTE UMA TEM SIGNIFICADO FÍSICO REAL NESTE CASO.

COM VALORES INICIAIS DOS PARÂMETROS ENVOLVIDOS DETERMINADOS EM (4.13) E INFORMAÇÕES DE PROCESSOS [36], A EQUAÇÃO (4.23) FOI UTILIZADA PARA SIMULAR O COMPORTAMENTO TÉRMICO DA CELULA DE BROOKS

* EXCEPTE AO CASO DO CIRCUITO IMPEDIMENTADO.

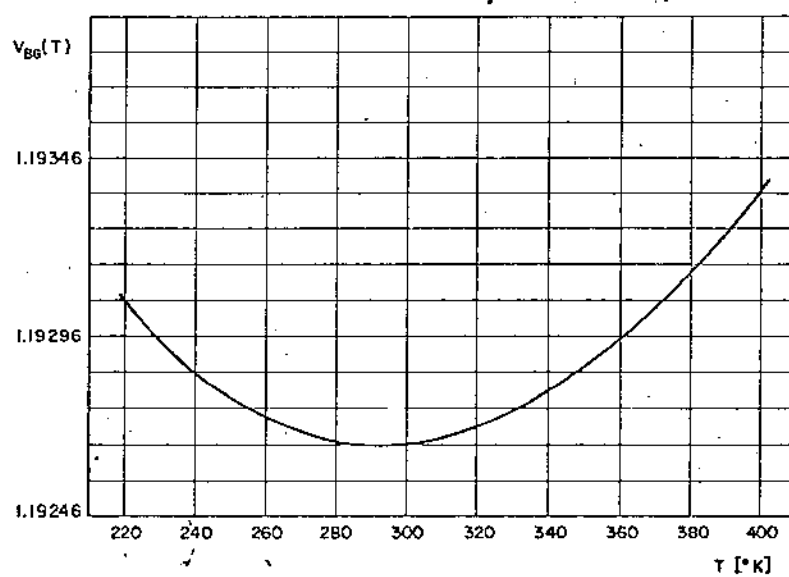
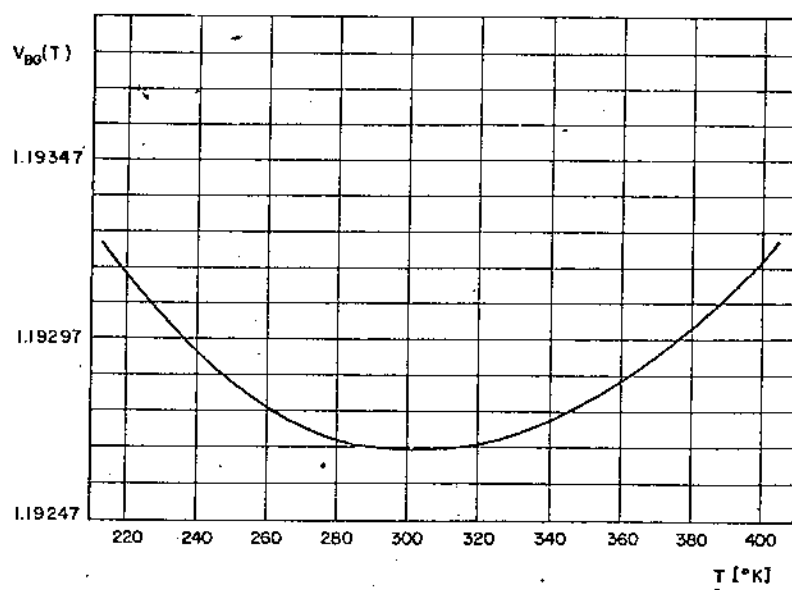
COM CURVATURA CORRIGIDA.

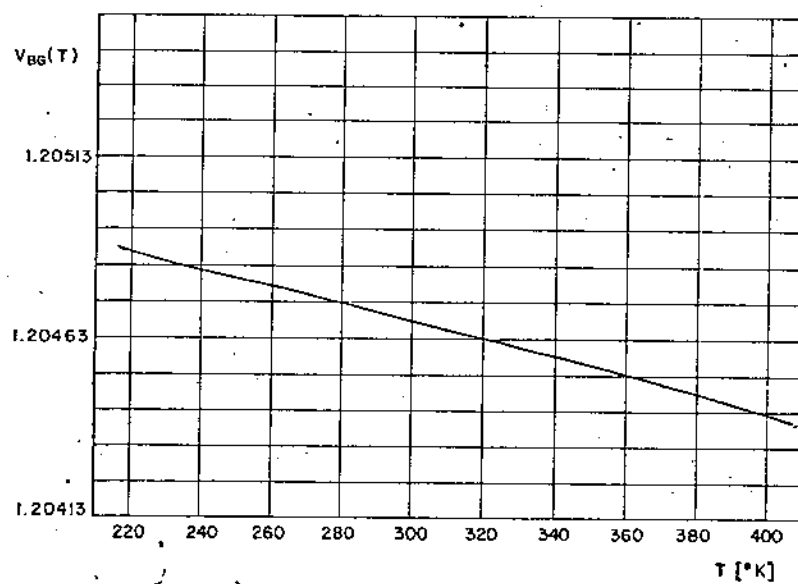
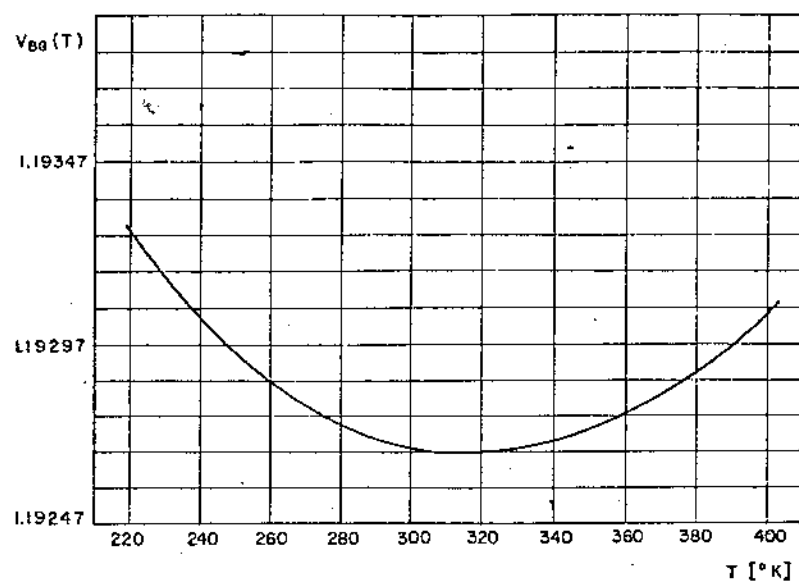
VALORES PARA (V_{BS}), CALCULADOS PELA EXPRESSÃO:

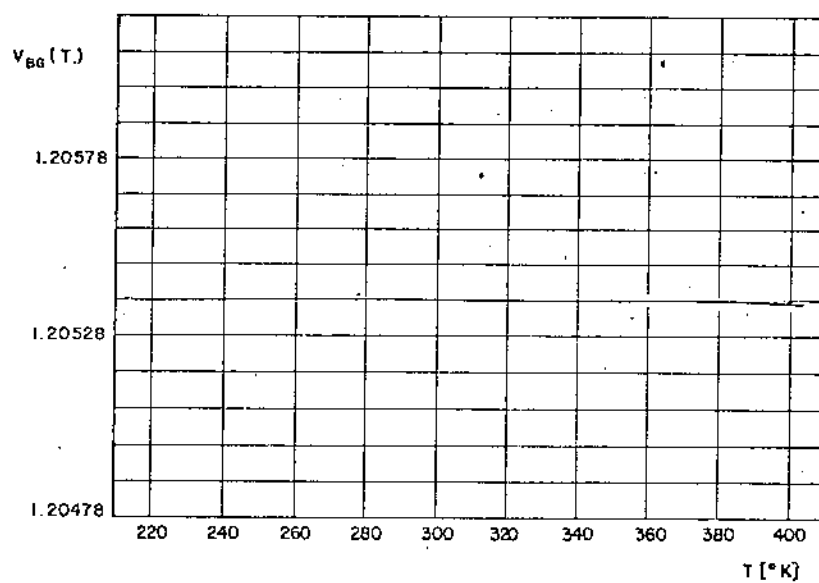
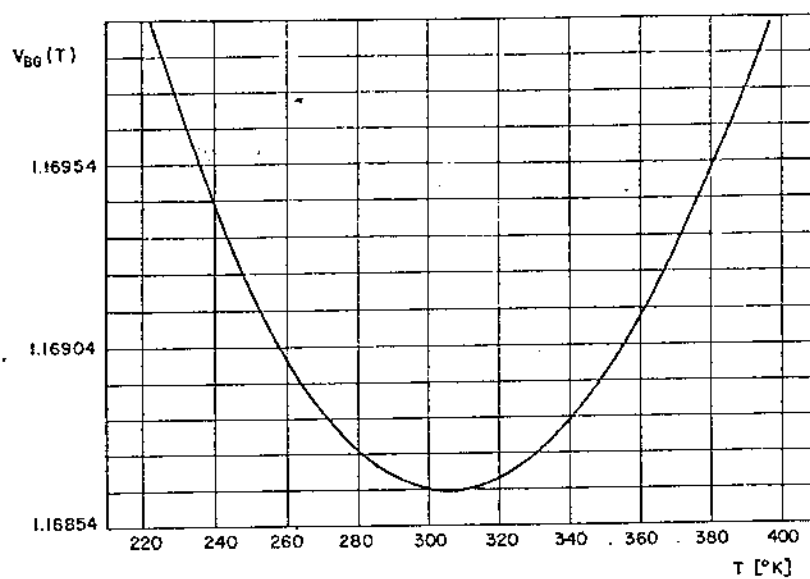
$$V_{BS} = V_{G0} - \frac{T}{T_R} (V_{G0} - V_{BER}) + 2R_1 I_{C1} + \left[V_T \ln \frac{T}{T_R} \right] \left(\frac{R_1}{R_C} - m \right) + V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{CR2}} \quad \text{--- (4.25)}$$

NO INTERVALO TÉRMICO MILITAR, FORAM COLOCADOS NOS GRÁFICOS - FIG-4.4 a e f, MOSTRANDO A SENSIBILIDADE DA CÉLULA À VARIAÇÃO DOS PARÂMETROS R_1 E R_C .

NO GRÁFICO DA FIG-4.4 f, AO QUAL CORRESPONDEM $R_C = 11.700 \Omega$ E $R_1 = 2813 \Omega$ TEMOS A CONDIÇÃO ÓTIMA DE CORREÇÃO DE CURVATURA.



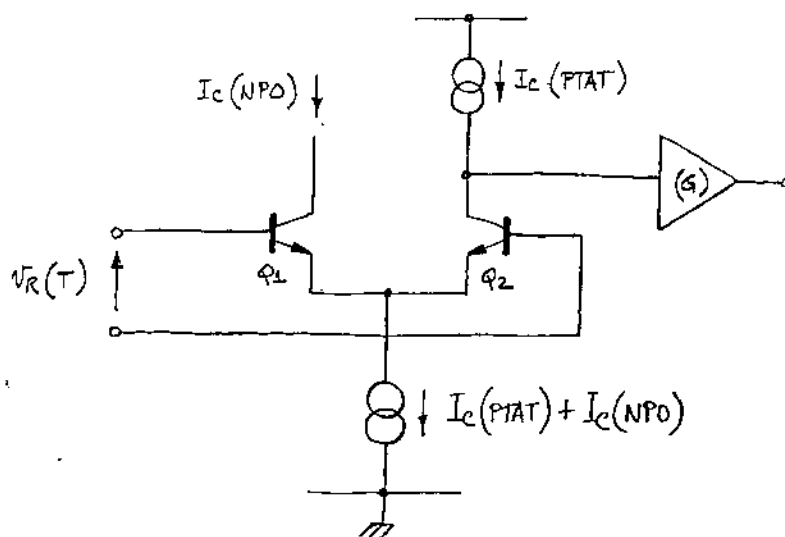




4.5- ESTRUTURAS QUE VIABILIZAM A TÉCNICA PROPOSTA :

FUNDAMENTALMENTE O CIRCUITO PROPOSTO DIFERE DAS ESTRUTURAS CLÁSSICAS NA FORMA COMO VARIA A TENSÃO RESIDUAL DO AMPLIFICADOR (A) - (T_R) - COM TEMPERATURA.

O ESTABELECIMENTO DE CORRENTES DE COLETOR NO PAR DIFERENCIAL DE ENTRADA DE UM AMPLIFICADOR, SEGUNDO O ESQUEMA ABAIXO:



[FIG-4.5] GERAÇÃO DE TENSÃO RESIDUAL (V_R) POR DESBALANÇAMENTO DE CORRENTES DE COLETOR NA RAZÃO (T/T_R).

IMPÕE EM UMA TENSÃO RESIDUAL DE ENTRADA QUE É DADA POR:

$$V_R(T) = V_T \ln \frac{I_C(PTAT)}{I_C(NPO)} \quad \text{--- (4.26)}$$

DEFININDO-SE AS CORRENTES DE COLETOR :

$$I_C(PTAT) = \frac{I_{CR}}{T_R} T \quad ; \text{ PROPORCIONAL A } (T) \quad \text{--- (4.27)}$$

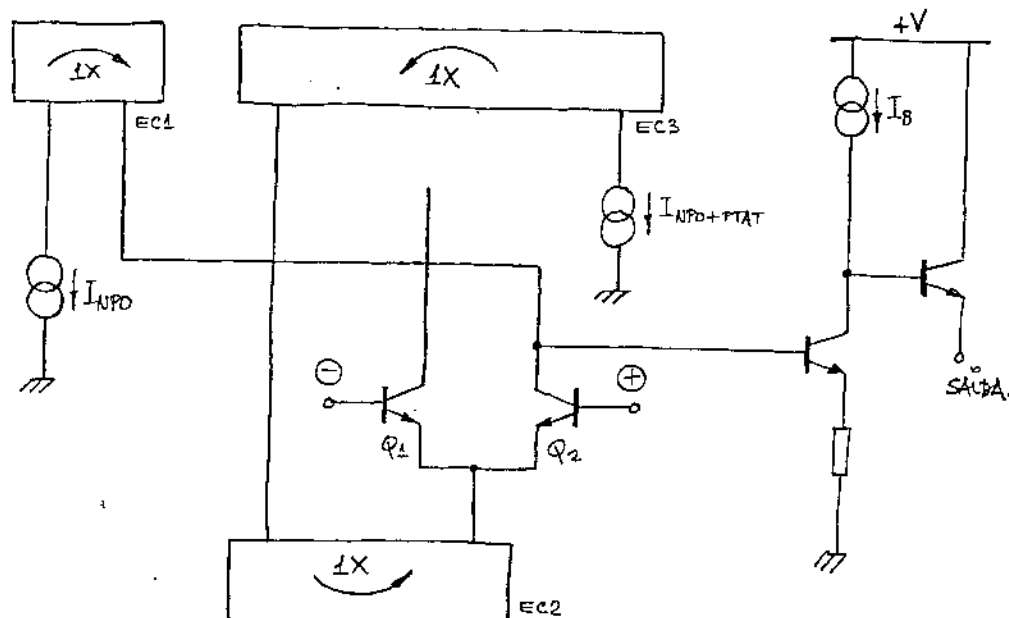
$$I_C(NPO) = I_{CR} \quad ; \text{ CONSTANTE } \quad \text{--- (4.28)}$$

PORTANTO :

$$V_R(T) = V_T \ln \frac{T}{T_R} \quad \text{--- (4.29)}$$

QUE CORRESPONDE À FORMA DE TENSÃO DESEJADA.

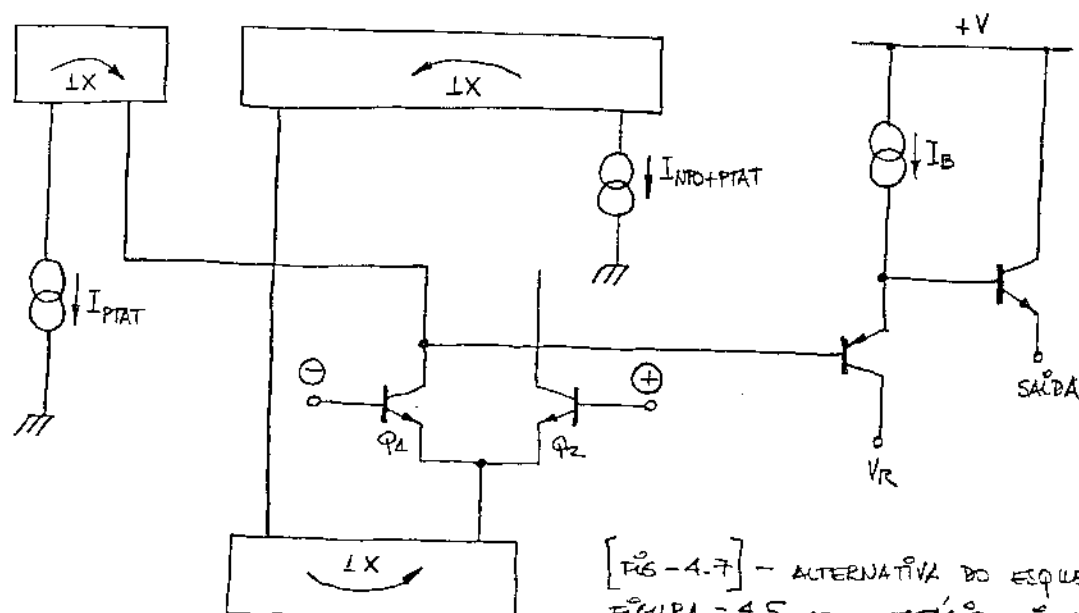
ALGUMAS DERIVAÇÕES DO CIRCUITO DA FIGURA - 4.5 SÃO MOSTRADAS A SEGUIR EM CARÁTER QUALITATIVO:



[FIG - 4.6] - ALTERNATIVA DO ESQUEMA DA FIGURA - 4.5 COM ESTÁGIO DIFERENCIAL - SIMPLES NÃO INVERSOR.

NO ESQUEMA DA FIGURA - 4.6, O ESPELHO DE CORRENTE (EC2) ESTABELECE A SOMA DAS CORRENTES DOS COLETORES EM Q_1 E Q_2 . A CORRENTE (NPD) EM Q_2 É DETERMINADA ATRAVÉS DA AÇÃO DO ESPELHO (EC1), PORTANTO A CORRENTE EM Q_1 É (PIAT).

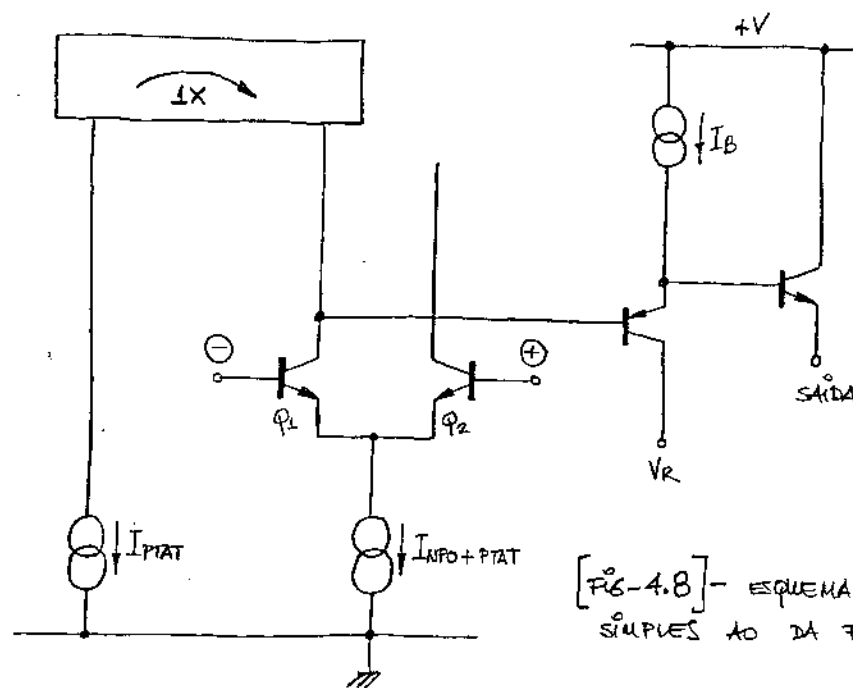
A NECESSIDADE DE UM ESTÁGIO DE GANHO DE TENSÃO INVERSOR NESTA ESTRUTURA PODE, ENTRETANTO, DIFICULTAR A COMPENSAÇÃO EM FREQUÊNCIA DO SISTEMA REALIMENTADO. UMA SOLUÇÃO ALTERNATIVA A ESTE PROBLEMA É MOSTRADA NO ESQUEMA DA FIGURA - 4.7



[FIG - 4.7] - ALTERNATIVA DO ESQUEMA DA FIGURA - 4.5 COM ESTÁGIO DIFERENCIAL - SIMPLES INVERSOR

O GANHO DE TENSÃO EM MALHA ABERTA DO AMPLIFICADOR ASSIM ESTRUTURADO É BEM MENOR QUE NO CASO ANTERIOR, JÁ QUE É DETERMINADO POR ϕ_1 , ISTO PORÉM NÃO INVALIDA A SUA UTILIZAÇÃO NO CIRCUITO DA PONTE DE REFERÊNCIA PROPOSTA.

UMA ESTRUTURA MAIS SIMPLES E EQUIVALENTE AO ESQUEMA DA FIGURA - 4.7 É MOSTRADA NA FIGURA - 4.8 E CORRESPONDE AO CIRCUITO ESCOLHIDO PARA IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA.



[FIG-4.8] - ESQUEMA EQUIVALENTE E MAIS SIMPLES AO DA FIGURA - 4.7

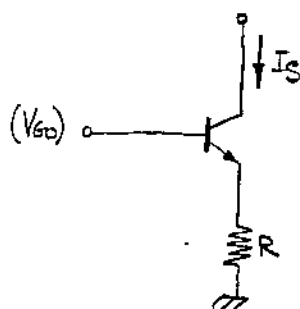
4.5.1 - GERAÇÃO DE CORRENTES PTAT, CTAT, NPO E SUAS COMBINAÇÕES:

A VARIAÇÃO TÉRMICA DA TENSÃO RESÍDUAL ($V_{BE2} - V_{BE1}$) É FUNÇÃO DO LOGARITMO DE UMA RAZÃO DE CORRENTES CUJOS COMPORTAMENTOS TÉRMICOS INDIVIDUAIS SÃO SUPOSTOS IDEIAIS NA ANÁLISE APRESENTADA. TAL SUPosição É ACEITÁVEL UMA VEZ QUE QUALQUER NÃO-IDEALIDADES - DESVIOS DE BAIXA AMPLITUDE - REFLETEM UM ERRO MUITO PEQUENO NA TENSÃO RESÍDUAL GRASAS A AÇÃO LOGARITMICA ($I_C \rightarrow V_{BE}$) DOS TRANSISTORES.

ISTO PERMITE, PORTANTO, QUE CIRCUITOS DE BAIXA COMPLEXIDADE POSSAM SER UTILIZADOS PARA A GERAÇÃO DEFIAS CORRENTES.

ALGUNS DESSES CIRCUITOS SÃO MOSTRADOS A SEGUIR:

UMA CONFIGURAÇÃO ELEMENTAR ATRAVÉS DA QUAL SE OBTÉM UMA CORRENTE PTAT A PARTIR DE UMA TENSÃO CONSTANTE EM TEMPERATURA E IGUAL A (V_{60}) É MOSTRADA NA FIGURA-4.9



[FIG-4.9] : GERADOR DE CORRENTE [PTAT], SIMPLES

DESPREZANDO-SE AS NÃO-IDEALIDADES ASSOCIADAS À TENSÃO (V_{BE}) DO TRANSISTOR, TEM-SE:

$$I_S = \frac{V_{G0} - V_{BE}}{R} \quad (4.30)$$

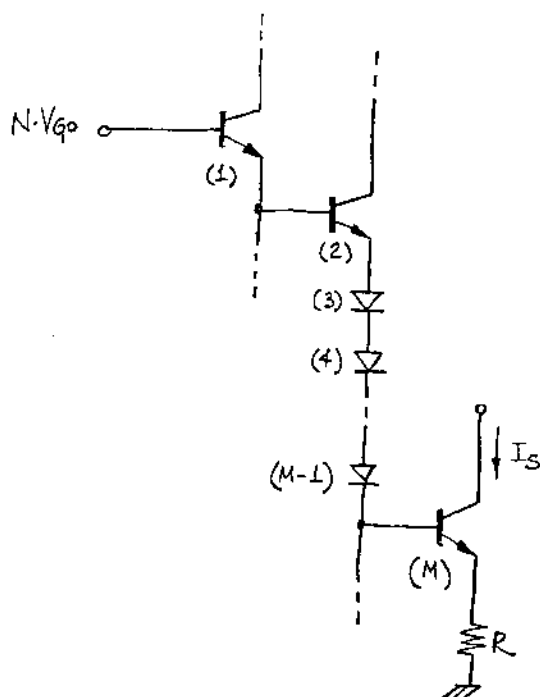
DO CAPÍTULO - I -, VEM QUE:

$$V_{BE} \approx V_{G0} - \alpha T \quad (4.31)$$

PORTANTO

$$I_S \approx \left(\frac{\alpha}{R}\right) T \quad (4.32)$$

UMA DERIVAÇÃO DESTES CIRCUITO É QUE PERMITE TAMBÉM A OBTENÇÃO DE UMA CORRENTE DO TIPO [PTAT + NPO] É MOSTRADO NA FIGURA 4.10



[FIG-4.10] : GERADOR DE CORRENTE (PTAT + NPO) BASEADO NO ENCADEAMENTO DE DIODOS.

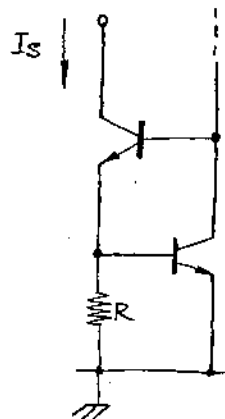
NESTE CASO :

$$I_S \approx \frac{(N-M)V_{GO} + MqT}{R} \quad \text{--- (4.33)}$$

SE $N=M$, $I_S = [PTAT]$

SE $N > M$, $I_S = [PTAT + NPO]$

OUTRA ESTRUTURA SIMPLES É QUE PERMITE A OBTENÇÃO DE UMA CORRENTE CUJO COMPORTAMENTO TÉRMICO É COMPLEMENTAR AO $[PTAT]$, PORISSO CHAMADA : $[CTAT]$ É MOSTRADA NA FIGURA-4.11.



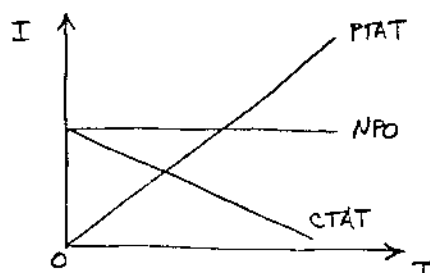
[FIG-4.11] - GERADOR DE CORRENTE CTAT.

NESTE CASO :

$$I_S \approx \frac{V_{BE}}{R} \quad \text{--- (4.34)}$$

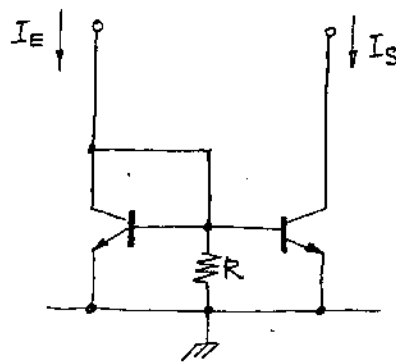
OU SEJA: $I_S \approx \frac{V_{GO}}{R} - \frac{q}{R} T \quad \text{--- (4.35)}$

AS FUNÇÕES TÉRMICAS DAS CORRENTES ASSIM OBTIDAS CONSTITUEM UM UNIVERSO DE RETAS APROXIMADAS QUE PODEM SER UTILIZADAS COMO BASE DE UM SISTEMA NO QUAL SE PODEM, ATRAVÉS DE TRANSISTORAÇÕES ADEQUADAS, SINTETIZAR OUTRAS FUNÇÕES TÉRMICAS MAIS COMPLEXAS.



[FIG-4.12] - COMPORTAMENTO TÉRMICO DOS GERADORES DE CORRENTES BÁSICOS: PTAT, CTAT E NPO.

ESPELHOS DE CORRENTE, TERMICAMENTE ASSIMÉTRICOS, TODEM SER ENCLUSADOS NESTE UNIVERSO. UM CASO ELEMENTAR É MOSTRADO NA FIGURA - 4.13,

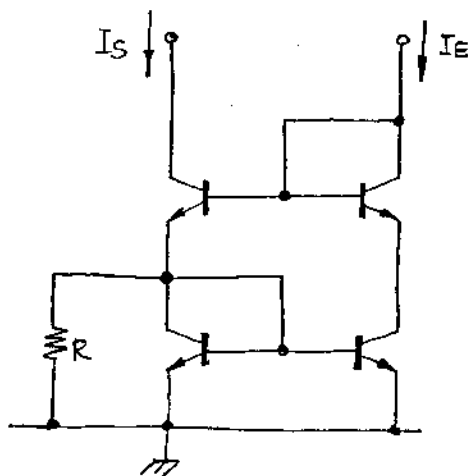


[FIG-4.13] - ESPELHO DE CORRENTE DESBALANÇADO PARA GERAR CORRENTE PTAT A PARTIR DE CORRENTE NPO

ONDE SE CONCLUE POR INSPEÇÃO QUE:

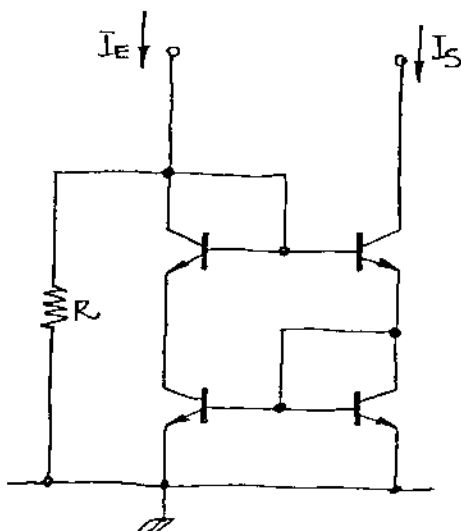
$$\text{SE } I_E = \text{NPO} \quad , \quad \text{ENTÃO } I_S = \text{PTAT}$$

DERIVAÇÕES. DESTES CIRCUITOS SÃO MOSTRADAS NAS FIGURAS 4.14 E 4.15:



$$\text{SE } I_E = \text{PTAT} \Rightarrow I_S = \text{NPO}$$

[FIG-4.14] - GERAÇÃO DE CORRENTE NPO A PARTIR DE PTAT

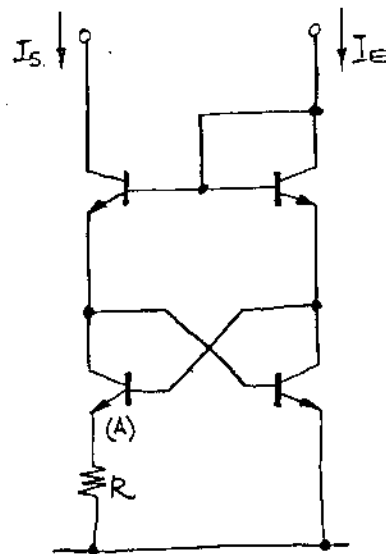


$$\text{SE } I_E = \text{NPO} \Rightarrow I_S = \text{PTAT}$$

[FIG-4.15] - GERAÇÃO DE CORRENTE PTAT A PARTIR DE NPO.

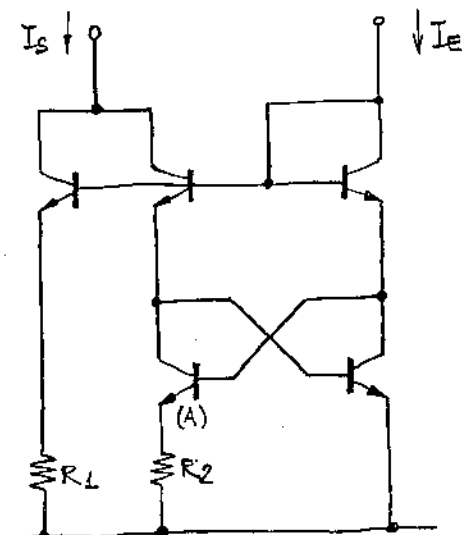
4705/BC

A CÉLULA CRUZADA DE QUATRO TRANSISTORES, AMPLAMENTE UTILIZADA COMO "GERADOR" DE CORRENTE PTAT E QUE CONSTITUE O NÚCLEO DA AQUI CHAMADA CÉLULA DE MENJER, PODE TAMBÉM SER ENCLOBADA NESTE UNIVERSO DE CIRCUITOS. A CÉLULA BÁSICA E ALGUMAS DE SUAS DERIVAÇÕES SÃO MOSTRADAS NAS FIGURAS 4.16 A 4.18;



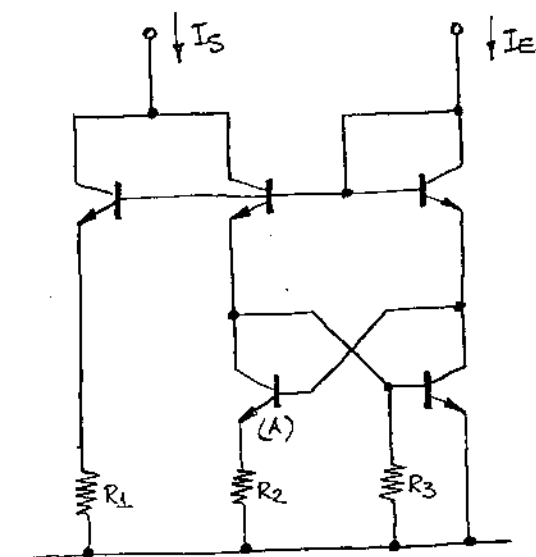
$$I_S = PTAT$$

[FIG-4.16] → GERADOR DE CORRENTE PTAT COM CÉLULA - CRUZADA



$$I_S = NPO$$

[FIG-4.17] → GERADOR DE CORRENTE NPO COM CÉLULA CRUZADA.



$$I_S = NPO + CTAT$$

[Fig-4.18] GERADOR DE CORRENTE: $NPO + CTAT$ COM CÉLULA CRUZADA.

OS CIRCUITOS MOSTRADOS CONSTITUEM APENAS UM PEQUENO CONJUNTO DO UNIVERSO QUE EXISTE NAS COMBINAÇÕES DOS ELEMENTOS BÁSICOS CITADOS.

ESTA AMOSTRA PODE TAMBÉM INDICAR UM FORMACISMO MATEMÁTICO QUE CONTRA A ANÁLISE OU SÍNTESE DE SISTEMAS QUE CONTENHAM ESTES ELEMENTOS.

NÃO FORAM CONSIDERADOS NESTE UNIVERSO DE CIRCUITOS OS TRANSISTORES PNP-LATERAIS POR APRESENTAREM NÃO LINEARIDADES BEM MAIORES QUE OS NPNs.

4.6 - O CIRCUITO IMPLEMENTADO:

UM DIAGRAMA ESQUEMÁTICO COMPLETO DO CIRCUITO IMPLEMENTADO EM "KIT PARTS" É MOSTRADO NA FIGURA 4.19.

OS COMPONENTES ϕ_1 , ϕ_2 , R_1 E R_2 CONSTITUEM A CÉLULA BÁSICA DE BROOKMAN. OS DEMAIS COMPONENTES CORRESPONDEM AO AMPLIFICADOR DIFERENCIAL MOSTRADO EM ESQUEMA SIMPLIFICADO NA FIGURA 4.1.

A CORRENTE (I_{E7}) QUE AUMENTA O PAR DIFERENCIAL DE ENTRADA - ϕ_5 , ϕ_6 -, ESTABELECE-SE EM PRIMEIRA ORDEM, PELO POTENCIAL SOBRE O RESISTOR R_8 , E É DO TIPO $PIAT + NPO$.

A CORRENTE DE COLETOR DO TRANSISTOR ϕ_8 , DETERMINADA PELO POTENCIAL SOBRE R_9 É $PIAT$ E GERA UMA QUEDA DE POTENCIAL DO MESMO TIPO SOBRE O RESISTOR R_5 QUE COMPENSA TERMICAMENTE AS TENSÕES (V_{BE3}) , (V_{BE4}) E (V_{BE9}) , ESTABELEcendo UM POTENCIAL DE REFERÊNCIA (V_{60}) NOS COLETORES DE ϕ_1 E ϕ_2 . O ESTABELECIMENTO DE $V_{C81} = V_{C82} \approx 0$ IMUNIZA A CÉLULA AOS EFEITOS DE MODULAÇÃO DE BASE.

COM EXCEÇÃO DA CORRENTE DE PEQUENA AMPLITUDE INTENSIFICADA PELA TENSÃO RESIDUAL DO PAR ϕ_5 , ϕ_6 , QUE GERA A TENSÃO QUE CORRIGE A CURVATURA NA SAÍDA, AS DEMAIS PARCELAS DE CORRENTE

QUE FLUEM NA CÉLULA BÁSICA E QUE CONSTITUEM A CORRENTE DE EMISSOR DE Q_9 SÃO $PTAT$ s. ASSIM, A CORRENTE (I_{C9}) É, EM PRIMEIRA ORDEM, $PTAT$. O ESPELHO DE CORRENTE DE WILSON FORMADO PELOS TRANSISTORES Q_{18} A Q_{21} REFLETE ESTA CORRENTE COM PRECISÃO E UMA FRAÇÃO DESTA, PELA AÇÃO DE Q_{20} , POLARIZA Q_6 . PORTANTO, (I_{C6}) É $PTAT$ E CONSEQUENTEMENTE: (I_{C5}) É NPD .

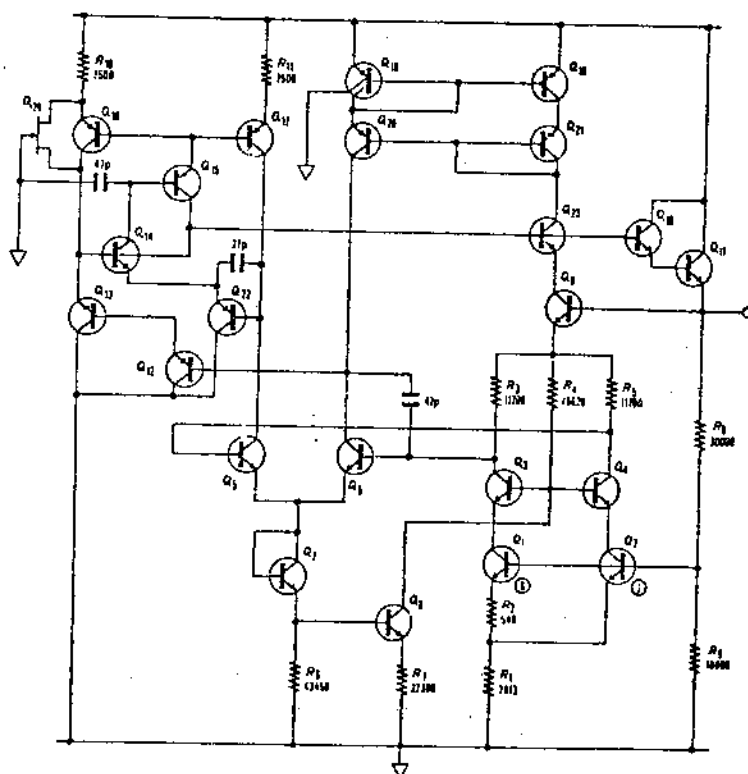
A CORRENTE DE COLETOR DE Q_5 - (I_{C5}) - É, POR SUA VEZ, REFLETIDA PELO ESPELHO Q_{16} , Q_{17} PARA POLARIZAR O SEGUIDOR DE EMISSOR FORMADO PELO PAR-DARLINGTON Q_{13} , Q_{12} .

AS CONEXÕES DARLINGTON PARA O SEGUIDOR DE EMISSOR Q_{13} , Q_{12} , JUNTAMENTE COM OS TRANSISTORES DE SAÍDA Q_{10} , Q_{11} ESTABELECEM UM ALTO GANHO DE CORRENTE À ESTRUTURA, DIMINUINDO, ASSIM, A IMPEDÂNCIA DE SAÍDA DO SISTEMA.

A CONEXÃO POUCO CONVENCIONAL DOS TRANSISTORES Q_{14} , Q_{15} E Q_{22} PERMITE A POLARIZAÇÃO DOS TRANSISTORES Q_{16} E Q_{17} SEM FIXAR O POTENCIAL DO TERMINAL DE ENTRADA DO ESPELHO DE CORRENTE À FONTE (+VCC) COMO OCORRE NAS ESTRUTURAS CONVENCIONAIS. NESTE CASO, AMBOS OS COLETORES DO PAR DE ENTRADA - Q_5 E Q_6 - SÃO LIGADOS AO POTENCIAL DE SAÍDA: CONSTANTE.

O TRANSISTOR Q_{24} , UM FET-EPITAXIAL, PERMITE O INÍCIO DE FUNCIONAMENTO DO CIRCUITO.

OS CAPACITORES C_1 , C_2 E C_3 FAZEM A COMPENSAÇÃO EM FREQUÊNCIA DO SISTEMA. A DETERMINAÇÃO DE C_1 SEGUIRÁ OS CRITÉRIOS SUGERIDOS EM [5]



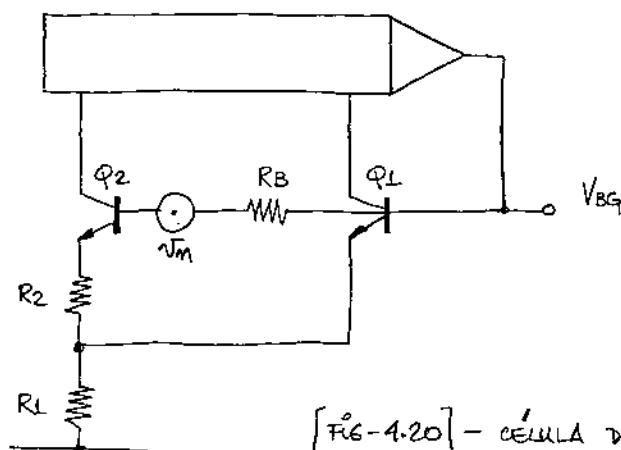
[FIG-4.19] - IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DO ESQUEMA SIMPLIFICADO DA FIG-4.8

4.7 - RUIDO INTRÍNSECO À CELULA DE BROKAW:

A MINIMIZAÇÃO DO NÍVEL DE RUIDO NA SAÍDA DE UMA CELULA DE BROKAW, UMA CARACTERÍSTICA MUITO IMPORTANTE EM FONTES DE REFERÊNCIA, COMPROMETE O CONSUMO DE POTÊNCIA DA CELULA, COMO MOSTRA A ANÁLISE SUBSEQUENTE FEITA À CELULA DE BROKAW.

A ANÁLISE NÃO LEVA EM CONSIDERAÇÃO O RUIDO DE EXCESSO NA BASE NEM NOS RESISTORES MAS ESTABELECE, DE MODO GERAL RASCÁVEL, O NÍVEL MÍNIMO TEÓRICO DA DENSIDADE ESPECTRAL DE RUIDO NA SAÍDA EM FUNÇÃO DA CORRENTE DE POLARIZAÇÃO DOS TRANSISTORES QUE CONSTITUEM A CELULA BÁSICA.

CONSIDERANDO-SE O MÉTODO DE CORRELAÇÃO, SEJA v_m UMA FONTE DE RUIDO LOCALIZADA DO CAMIÑO INTER-BASES DOS TRANSISTORES Q_1 E Q_2 , UTILIZADA COMO CORRELADOR DE RUIDO.



[FIG-4.20] - CELULA DE BROKAW COM FONTE DE SINAL (v_m) NA CONEXÃO INTERBASE UTILIZADA COMO CORRELADOR DE RUIDO.

POR INSPEÇÃO DA FIGURA - 4.20, TEMOS:

$$V_{BQ} = \left[\frac{2R_1}{R_2 + \frac{R_8}{\beta}} \right] (V_{BE1} - V_{BE2} - v_m) + V_{BE1} \quad (4.36)$$

ACRESCENTANDO-SE AO ESQUEMA AS FONTES DE RUIDO "SHOT" E TÉRMICO NOS RESISTORES, CUJOS VALORES MÉDIO-QUADRÁTICOS SÃO DADOS POR [37]:

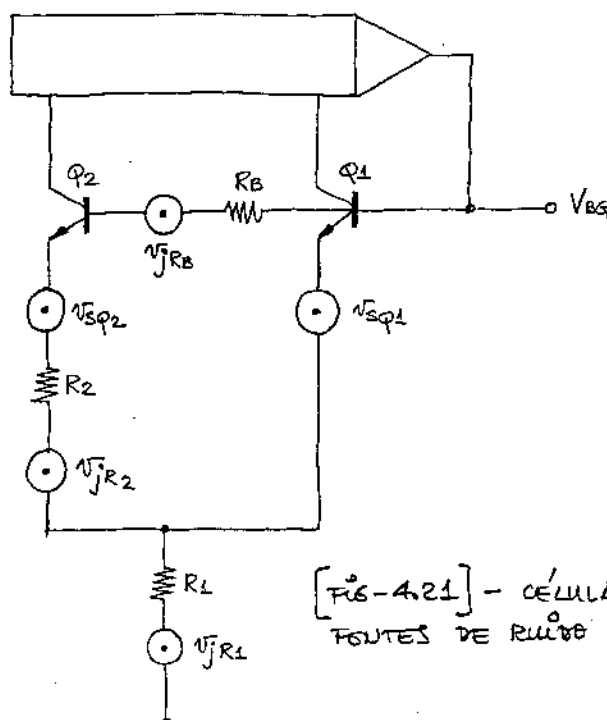
$$\overline{i_s^2}^{(SHOT)} = 2q \Delta f \cdot I_c \quad (4.37)$$

$$\overline{v_j^2}^{(TÉRMO)} = 4KTR \cdot \Delta f \quad (4.38)$$

ATRAVÉS DA TRANSCONDUTÂNCIA DOS TRANSISTORES, AS COMPONENTES DE CORRENTE DE RUÍDO "SHOT" DOS COLETORES PODEM SER REFLETIDAS COMO TENSÕES DE BASE-EMISSOR, RESULTANDO EM:

$$\frac{1}{i_s} \xrightarrow{g_m} \frac{1}{v_s} = (KT)^2 \frac{2\Delta f}{q I_c} \quad \text{--- (4.39)}$$

ASSIM, AS FONTES DE TENSÕES DE RUÍDO PODEM SER LOCALIZADAS NO ESQUEMA CONFORME A FIGURA 4.21.



[FIG-4.21] - CÉLULA DE BROKAW COM FONTES DE RUÍDO LOCALIZADAS.

A CONTRIBUIÇÃO DE TODAS ESTAS FONTES À TENSÃO $(V_{BG}) - V_{RMS}$, É DADA ENTÃO POR:

$$\frac{1}{V_{RMS}} = \left[\frac{2R_L}{R_2 + \frac{R_B}{\beta}} \right]^2 \cdot \left(V_{jRB}^2 + V_{sq2}^2 + V_{jR2}^2 \right) + \left[1 + \frac{2R_L}{R_2 + \frac{R_B}{\beta}} \right]^2 V_{sq1}^2 + V_{jR1}^2 \quad \text{--- (4.40)}$$

SUBSTITUINDO-SE (4.38) E (4.39) EM (4.40), CHEGA-SE À DENSIDADE ESPECTRAL DO RUÍDO EM V_{BG} :

$$\frac{1}{\Delta f} \frac{V_{RMS}}{V_{BG}} = \left[\left(\frac{2R_L}{R_2 + \frac{R_B}{\beta}} \right)^2 (R_B + R_2) + R_L \right] 4KT + \left[2 \left(\frac{2R_L}{R_2 + \frac{R_B}{\beta}} \right)^2 + \frac{4R_L}{R_2 + \frac{R_B}{\beta}} + 1 \right] \cdot \frac{2(KT)^2}{q I_c} \quad \text{--- (4.41)}$$

ESCREVENDO OS RESISTORES COMO FUNÇÃO DA CORRENTE DE POLARIZAÇÃO (I_c):

$$R_2 = \frac{KT}{q I_c} \ln \pi \quad \text{--- (4.42)}$$

ONDE π É A RAZÃO DAS ÁREAS DOS EMISSORES DE Q_1 E Q_2 .

$$R_1 = \frac{V_{BQ} - V_{BE1}}{2 I_c} \quad \text{--- (4.43)}$$

E AGRUPANDO TERMOS PARA A OBTENÇÃO DE UMA EXPRESSÃO DE MAIS FÁCIL MANUSEIO PARA A DENSIDADE ESPECTRAL DE RUÍDO; OU SEJA:

$$V_{R1} = V_{BQ} - V_{BE1} \quad \text{--- (4.44)}$$

ONDE $V_{BE1} = V_{BE}(T_R)$, $T_R = 300^\circ K$

$$V_{R2} = \frac{KT_R}{q} \ln \pi \quad \text{--- (4.45)}$$

$$C_1 = \left(\frac{V_{R1}}{V_{R2}} \right)^2 4KT_R \quad \text{--- (4.46)}$$

$$C_2 = \left(\frac{V_{R1}^2}{V_{R2}} + V_{R1} \right) 4KT_R + \left[2 \left(\frac{V_{R1}}{V_{R2}} \right)^2 + 2 \left(\frac{V_{R1}}{V_{R2}} \right) + 1 \right] \frac{2(KT_R)^2}{q} \quad \text{--- (4.47)}$$

SUBSTITUINDO (4.46) E (4.47) EM (4.41), TEMOS:

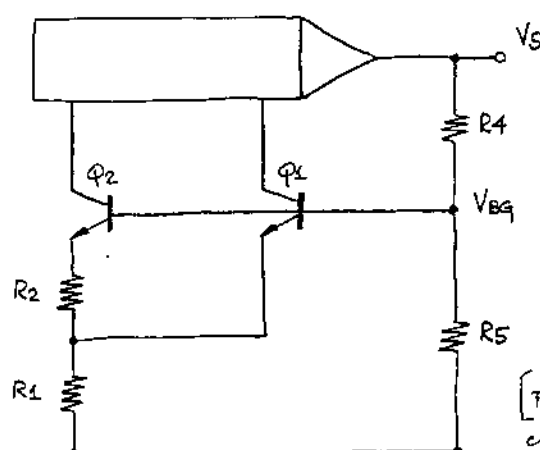
$$\frac{V_{RMS}}{\sqrt{4f}} = \left(C_1 R_B + C_2 \frac{1}{I_c} \right)^{1/2} \quad \text{--- (4.48)}$$

PARA FONTES DE REFERÊNCIA CUA TENSÃO DE BANDGAP É AMPLIADA, COMO É O CASO DO ESQUEMA SIMPLIFICADO MOSTRADO NA FIGURA - 4.22, AS RESISTÊNCIAS DO DIVISOR RESISTIVO - R_4 - R_5 TAMBÉM DEVEM SER CONSIDERADAS.

REPETINDO-SE O PROCEDIMENTO ANTERIOR CHEGA-SE À EXPRESSÃO:

$$\frac{V_{RMS}^2}{4f} = \left(1 + \frac{R_4}{R_5} \right)^2 V_{RMS}^2 + \left(1 + \frac{R_4}{R_5} \right)^2 V_{JR4}^2 + V_{JR5}^2 \quad \text{--- (4.49)}$$

ONDE (V_{RMS}) É A TENSÃO DE RUÍDO NA SAÍDA DA FONTE DE REFERÊNCIA E (V_{RMS}) É A TENSÃO DE RUÍDO NA SAÍDA DA CÉLULA BÁSICA.



[FIG-4.22] CÉLULA DE BROKAW COM TENSÃO DE BANDA-AMPLIADA.

SE A CORRENTE FUJESCENTE DO DIVISOR RESISTIVO R_4 - R_5 É Q -VEZES A CORRENTE DE OPERAÇÃO DOS TRANSISTORES DA CÉLULA BÁSICA, ENTÃO R_4 E R_5 PODEM SER EXPLICITADOS COMO:

$$R_4 = \frac{V_s - V_{BG}}{Q I_c} \quad (4.50)$$

$$R_5 = \frac{V_{BG}}{Q I_c} \quad (4.51)$$

O RESISTOR DE INTER-BASES - R_B -, MAIS APLICÁVEL NESTE CASO, É DADO POR:

$$R_B = \left(\frac{2 V_{BG} \cdot V_{R2}}{V_{R1}} \right) \left(1 - \frac{V_{BG}}{V_s} \right) \frac{1}{Q I_c} \quad (4.52)$$

SUBSTITUINDO (4.52) EM (4.48), TEMOS:

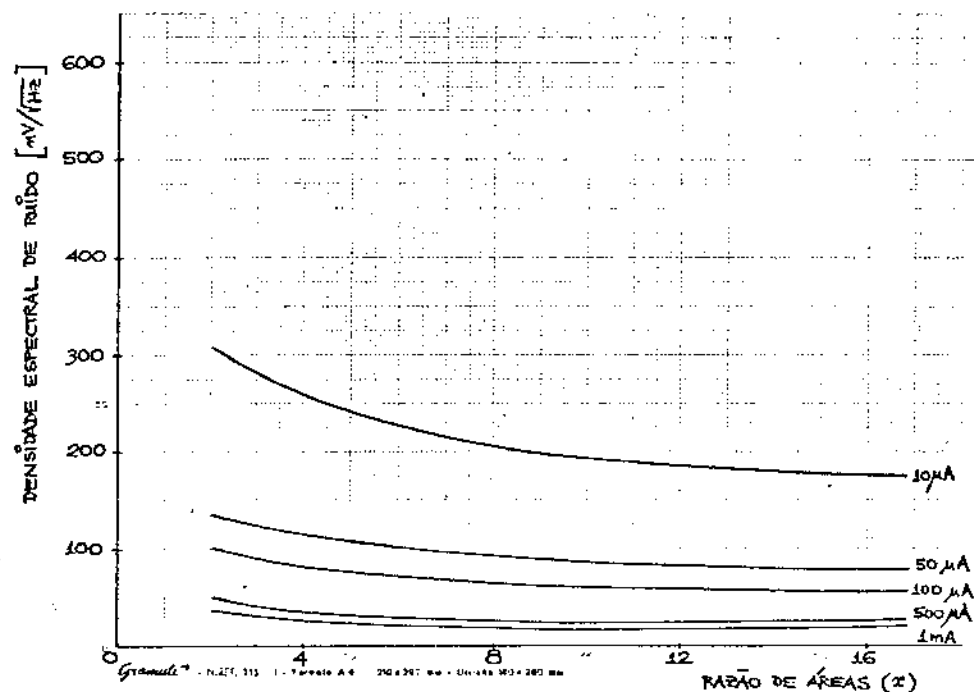
$$\frac{\overline{V_{RMS}}^2}{\Delta f} = C_1 \left(\frac{2 V_{BG} \cdot V_{R2}}{V_{R1}} \right) \cdot \left(1 - \frac{V_{BG}}{V_s} \right) \frac{1}{Q I_c} + C_2 \frac{1}{I_c} \quad (4.53)$$

QUE É A DENSIDADE ESPECTRAL DE RUÍDO NA SAÍDA DA CÉLULA BÁSICA, E

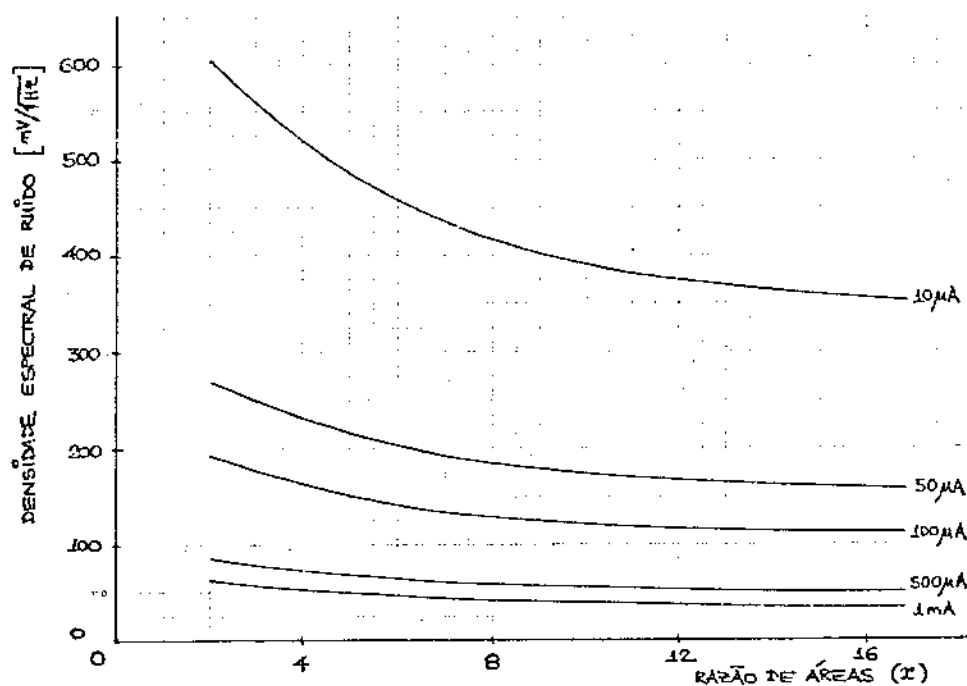
$$\frac{\overline{V_{RMS}}^2}{\Delta f} = \left(\frac{V_s}{V_{BG}} \right)^2 \cdot \frac{\overline{V_{RMS}}^2}{\Delta f} + \left(\frac{V_s}{V_{BG}} \right)^2 4KT \left(\frac{V_s - V_{BG}}{Q I_c} \right) + 4KT \left(\frac{V_{BG}}{Q I_c} \right) \quad (4.54)$$

QUE CORRESPONDE À SAÍDA DA FONTE.

FIXANDO-SE ALGUNS VALORES DE CORRENTE DE POLARIZAÇÃO DOS TRANSISTORES DA CÉLULA BÁSICA, OS GRÁFICOS DAS FIGURAS 4.23 a e b MOSTRAM COMO VARIAM AS DENSIDADES ESPECTRAIS DE RUÍDO NA SAÍDA DA CÉLULA BÁSICA E DA FONTE DE REFERÊNCIA, RESPECTIVAMENTE, EM FUNÇÃO DA RAZÃO DE ÁREAS DOS EMISSORES DOS DOIS TRANSISTORES.



[FIG - 4.23 (a)] - DENSIDADE ESPECTRAL DE RUÍDO DA TENSÃO V_{BG} VERSUS (x) PARA DIVERSAS CORRENTES DE POLARIZAÇÃO DA CÉLULA.



[FIG - 4.23 (b)] IDEM PARA (V_S).

DISTO SE CONCLUI QUE A MINIMIZAÇÃO DE RUÍDO EM FONTES DE REFERÊNCIA DESTE TIPO EXIGE O AUMENTO DA RAZÃO DE ÁREAS DE EMISSORES E/OU AUMENTO DO NÍVEL DE CORRENTE DE POLARIZAÇÃO DOS TRANSISTORES QUE COMPÕEM A CÉLULA.

COM RELAÇÃO AO CIRCUITO PROPOSTO FOI ESCOLHIDO $I_C (300^\circ K) = 100 \mu A$ A CORRENTE DE POLARIZAÇÃO DOS TRANSISTORES DA CÉLULA DE BROKAW, COM RAZÃO DE ÁREAS DE EMISSORES (1) - 8 (610).

CAPÍTULO - V

5.1 - CARACTERIZAÇÃO TÉRMICA DE TRANSISTORES PNP_S-LATERAIS

5.1.1 - EXPERIMENTO

5.1.2 - RESULTADOS

5.2 - CORREÇÃO DE CURVATURA COM PNP_S-LATERAIS : CIRCUITO PROPOSTO

RESUMO:

A PARTIR DOS RESULTADOS OBTIDOS NA CARACTERIZAÇÃO TÉRMICA DA TENSÃO DIFERENCIAL (ΔV_{BE}) DE TRANSISTORES PNP_S-LATERAIS, OPERANDO SOB UMA RAZÃO DE DENSIDADE DE CORRENTES DE COLETOR IGUAL A TRÊS, ONDE SE EVIDENCIA UM COMPORTAMENTO PARABÓLICO, É PROPOSTO UM CIRCUITO PARA UMA FONTE DE REFERÊNCIA (BANDGAP) COM CORREÇÃO DE CURVATURA. A CORREÇÃO DE CURVATURA É REALIZADA PELA PROTEÇÃO, NA TENSÃO DE SAÍDA, DA TENSÃO RESIDUAL DO AMPLIFICADOR OPERACIONAL UTILIZADO, CUJO PAR DIFERENCIAL DE ENTRADA É CONSTITUÍDO POR PNP_S-LATERAIS DESBALANÇADOS EM CORRENTE DE COLETOR.

5.1 - CARACTERIZAÇÃO TÉRMICA DE PNP-LATERAIS.

É BEM SABIDO QUE A TENSÃO DIFERENCIAL ENTRE AS JUNÇÕES BASE-EMISSOR (ΔV_{BE}) DE DOIS TRANSISTORES NPN QUE OPERAM SOB DENSIDADES DE CORRENTES DE COLETOR PROPORCIONAIS É PTAT E DADA POR:

$$\Delta V_{BE(NPN)} = V_T \ln \frac{I_1}{I_2} \quad \text{--- (5.1)}$$

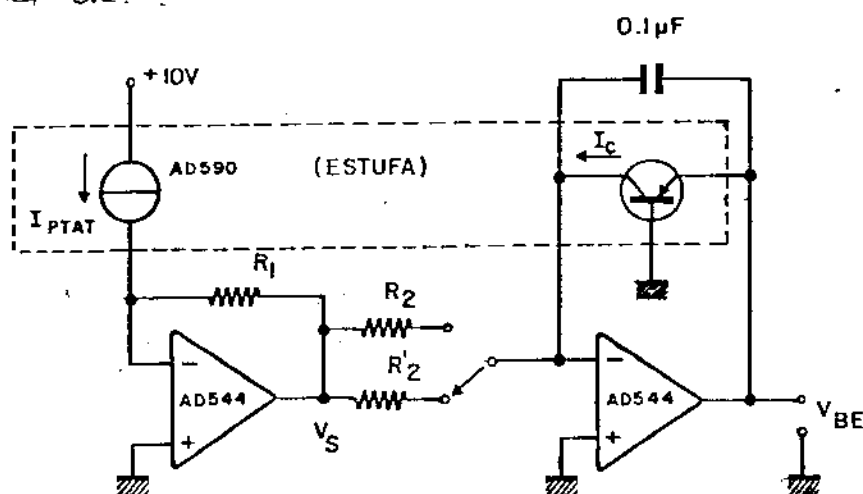
ESTE MESMO COMPORTAMENTO, ENTRETANTO, NÃO É OBSERVADO NOS TRANSISTORES PNP-LATERAIS CUJA UTILIZAÇÃO EM CIRCUITOS ANALÓGICOS TEM SIDO RESTRITA A ESPELHOS DE CORRENTE E DESLOCADORES DE NÍVEL DE TENSÃO O QUE É JUSTIFICADO PELO BAIXO SINAL DE CORRENTE QUE APRESENTAM E A FACILIDADE COM QUE ENTRAM EM ALTA INJEÇÃO.

SEM A PRODUÇÃO DE UM MODELAMENTO DESSES DISPOSITIVOS, BUSCAMOS, ATRAVÉS DE UMA SÉRIE DE MEDIDAS CARACTERIZAR ESTA TENSÃO DIFERENCIAL (ΔV_{BE}) ENTRE PNP-LATERAIS VISANDO SUA EVENTUAL UTILIZAÇÃO EM FONTES DE REFERÊNCIAS.

5.1.1 - EXPERIMENTO:

EM TEMPERATURAS INTERCALADAS DE 10°C , TENSÕES (V_{BE}) CORRESPONDENTES AOS NÍVEIS DE CORRENTE $I_C(T)$ E $3 \cdot I_C(T)$ FORAM MEDIDAS PARA CADA TRANSISTOR EM LOTES DE 4 TRANSISTORES DISPOSTOS SIMETRICAMENTE EM TORNO DO SENSOR TÉRMICO UTILIZADO.

OS TRANSISTORES FORAM POLARIZADOS COM CORRENTE PTAT ORIGINADA DE UM TRANSDUTOR TEMPERATURA - CORRENTE (AD-590) ATRAVÉS DO ESQUEMA DA FIGURA - 5.1.



$$V_S = -R_1 \cdot I_{PTAT}$$

$$I_C = \frac{-R_1}{R_2} \cdot I_{PTAT}$$

$$R'_2 = 3R_2$$

[FIG - 5.1] - MONTAGEM DO EXPERIMENTO PARA CARACTERIZAÇÃO TÉRMICA DE (V_{BE}) DE TRANSISTORES PNP-LATERAIS.

FORAM AS SEGUINTEs AS CARACTERÍSTICAS DOS EQUIPAMENTOS E DISPOSITIVOS UTILIZADOS:

ESTUFA : OPERAÇÃO : -70°C — $+200^{\circ}\text{C}$

SENSOR TÉRMICO : RESISTOR PT : [PT-538Y] YSI-SOSTMAN : $R_0 = 500\ \Omega$

MULTÍMETROS : KEITHLEY - 191 (5 1/2 dígitos)

AD590 (L) : NÃO LINEARIDADE MAX : $0,4^{\circ}\text{C}$
 SENSIBILIDADE : $1\ \mu\text{A}/^{\circ}\text{C}$
 CALIBRAÇÃO : $I(300^{\circ}\text{K}) = 300\ \mu\text{A}$

AD544 (K) : $I_{BIAS} < 25\ \mu\text{A}$
 $V_{OFFSET} < 1\text{mV}$ — AJUSTÁVEL
 $DRIFT < 10\ \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$

$R_1 = 10\ \text{K}\ \Omega\ \text{nom.}$
 $R_2 = 100\ \text{K}\ \Omega\ \text{nom.}$
 $R_2' = 300\ \text{K}\ \Omega\ \text{nom.}$

} FILME METÁLICO ($50\ \text{ppm}/^{\circ}\text{C}$)

TRANSISTORES PNP-LATERAIS — TIPO 50 (ANALOG DEVICES):

ϕ -EMISSOR = $25\ \mu\text{m}$
 DISTÂNCIA EMISSOR - COLETOR = $15\ \mu\text{m}$
 EPITAXIAL = $15\ \mu\text{m} \times 5\ \Omega\ \text{cm}$

5.1.2- RESULTADOS:

A PARTIR DOS DADOS ASSIM OBTIDOS — ($\Delta V_{BE} \times T$) — FORAM CALCULADOS OS VALORES DO "FATOR DE DESVIO TÉRMICO" EM RELAÇÃO À TENSÃO PTAT QUE AQUI DEFINIMOS COMO:

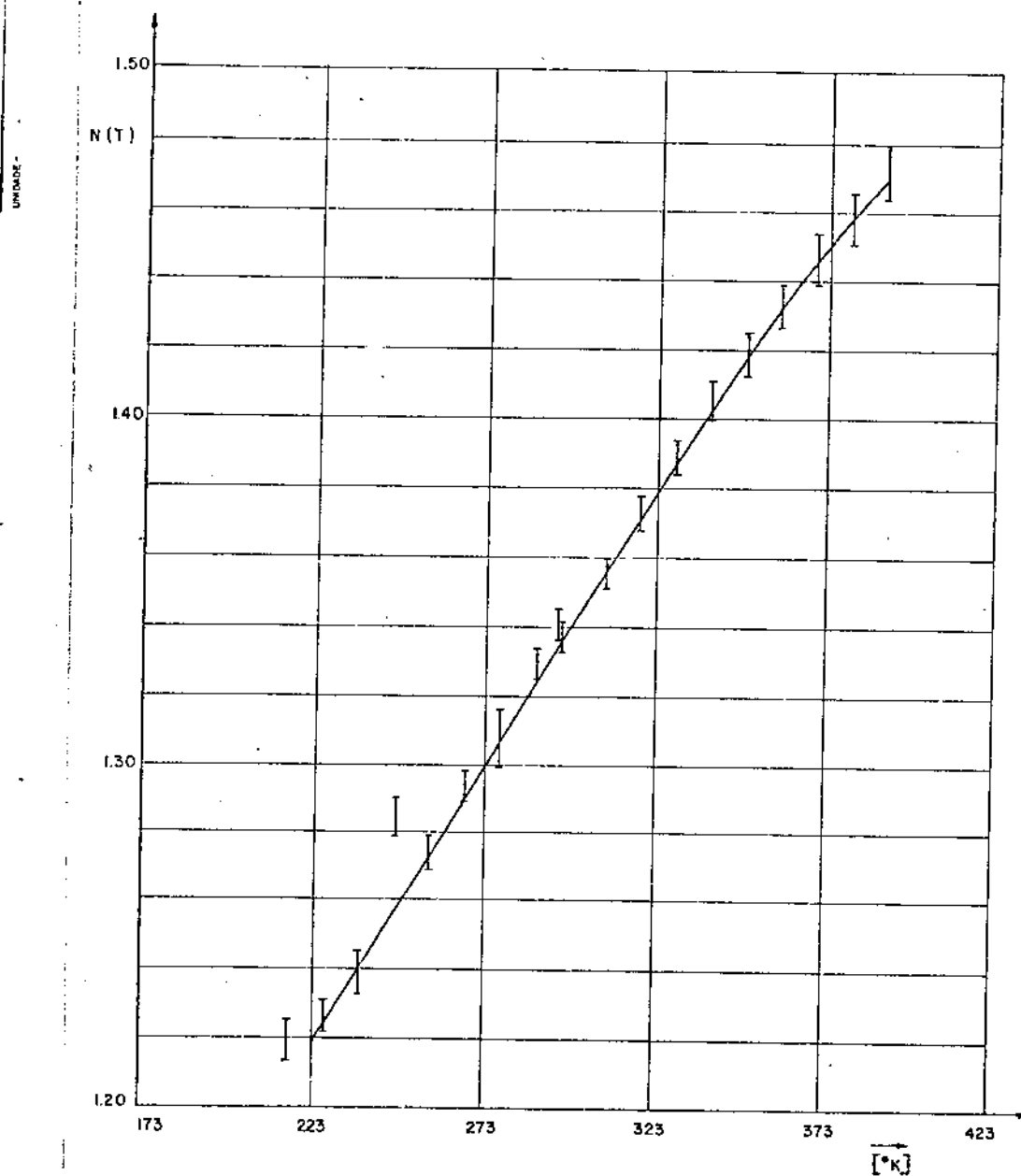
$$N(T) = \frac{\Delta V_{BE}(T)}{V_T \ln \frac{I_{C1}(T)}{I_{C2}(T)}} \quad (5.2)$$

ONDE $I_{C1}(T) = 3 \cdot I_{C2}(T)$, $\forall T$

OS VALORES CALCULADOS DE $N(T)$ FORAM COLOCADOS NO GRÁFICO DA FIG. ATRAVÉS DE REGRESSÃO PARABÓLICA A FUNÇÃO $N(T)$ FOI APROXIMADA POR:

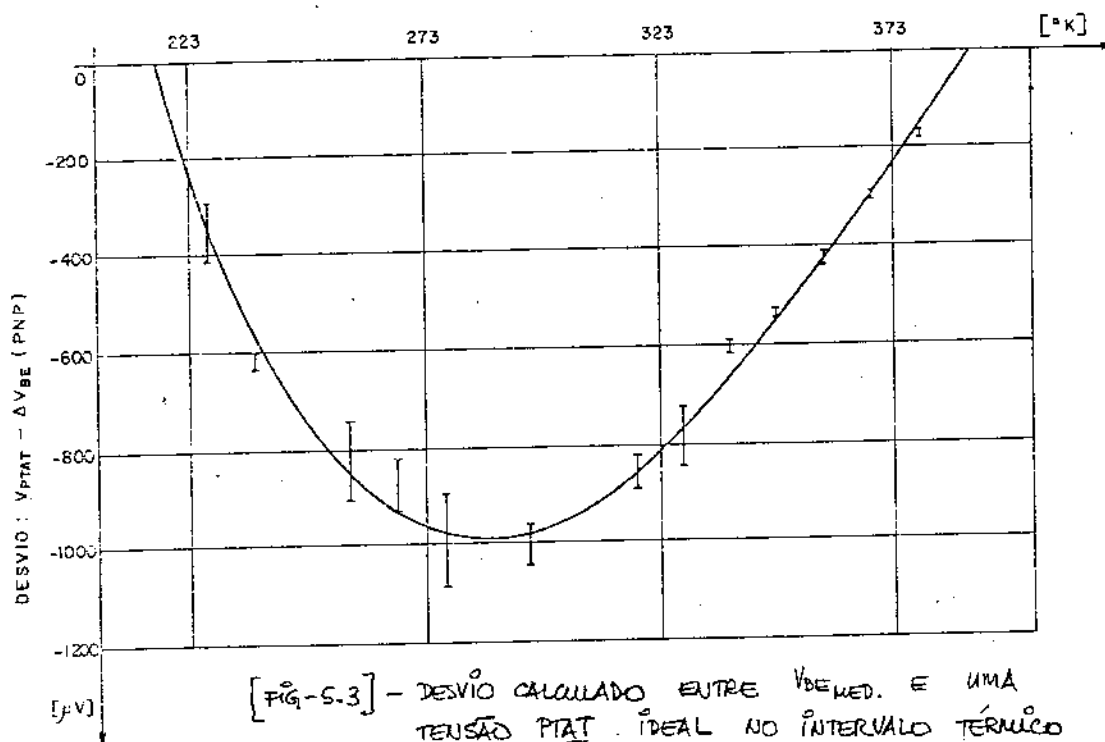
$$N(T) = 0,82 + 2,01 \times 10^{-3} \cdot T - 8,07 \times 10^{-7} \cdot T^2 \quad (5.3)$$

NÃO FOI BUSCADA QUALQUER CORRELAÇÃO DESTES COEFICIENTES COM OS PARÂMETROS CARACTERÍSTICOS DO TRANSISTOR.



[FIG- 5.2] : "FATOR DE DESVIO TÉRMICO" OBTIDO
 PARA 32 TRANSISTORES (AD-50) OPERANDO SOB
 RAZÃO DE DENSIDADES DE CORRENTES DE COLETOR
 IGUAL A TRÊS.

A CARACTERÍSTICA PARABÓLICA DE $N(T)$ SUGERE A UTILIZAÇÃO DE TRANSISTORES PNP-LATERAIS COMO ELEMENTOS CORRETORES DE CURVATURA EM CÉLULAS DE BANDEAP. O GRÁFICO DA FIGURA-5.3, QUE MOSTRA O DESVIO CALCULADO ENTRE A TENSÃO ΔV_{BE} (PNP) E UMA TENSÃO V_{PTAT} (VPTAT) IDEAL, É A MAIOR EVIDÊNCIA DESTA.



[FIG-5.3] - DESVIO CALCULADO ENTRE $V_{BE(RED)}$ E UMA TENSÃO V_{PTAT} IDEAL NO INTERVALO TÉRMICO MILITAR.

5.2- CORREÇÃO DE CURVATURA COM PNP-LATERAIS: CIRCUITO PROPOSTO:

DA MESMA FORMA QUE NO CIRCUITO PROPOSTO NO ITEM (4.6), ONDE A TENSÃO RESIDUAL DO AMPLIFICADOR DIFERENCIAL É UTILIZADA PARA CORRIGIR A CURVATURA DA CÉLULA DE BROKAW, UMA OUTRA CONFIGURAÇÃO PARA O AMPLIFICADOR, CUJA ENTRADA É FORMADA POR TRANSISTORES PNP-LATERAIS DESBALANÇADOS EM CORRENTE, PODE TAMBÉM SER UTILIZADA.

UM CIRCUITO COM TALS CARACTERÍSTICAS É MOSTRADO NA FIGURA - 5.4 :

A CORRENTE V_{PTAT} QUE AUMENTA A CÉLULA BÁSICA DE BROKAW É REFLETIDA PELO ESPELHO DE WILSON: Q_{16} A Q_{19} , POLARIZANDO O PAR DE ENTRADA Q_{13} E Q_{14} DO AMPLIFICADOR OPERACIONAL DA ESTRUTURA. Q_{13} É FORMADO POR TRÊS TRANSISTORES IGUAIS A Q_{14} EM PARALELO E PELA AÇÃO DO ESPELHO INFERIOR Q_7 - Q_8 , O PAR DE ENTRADA OPERA, PORTANTO, COM UMA RAÇÃO DE DENSIDADE DE CORRENTE IGUAL A TRÊS. O TRANSISTOR Q_{10} COM CARGA ATIVA FORMADA POR UM DOS RAMOS DO COLETOR DE Q_{16} CONSTITUE UM ESTÁGIO DE ALTO GANHO DE TENSÃO PARA O AMPLIFICADOR, ONDE, PARA ESTABILIZAR EM FREQUÊNCIA O SISTEMA, É INTRODUZIDO UM POLO DOMINANTE ATRAVÉS DO CAPACITOR C_c .

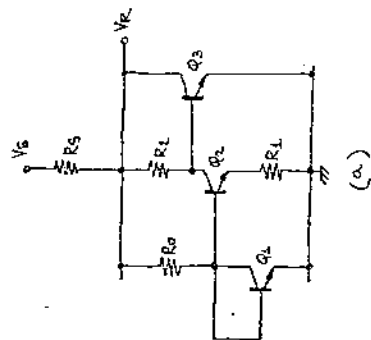
APÊNDICES:

- A - REGULAÇÃO DE LINHA DA CÉLULA DE WIDLAR
- B - REGULAÇÃO DE LINHA DA CÉLULA DE AHMED
- C - REGULAÇÃO DE LINHA DA CÉLULA DE DOBKIN
- D - CARACTERIZAÇÃO TÉRMICA DE TRANSISTORES BIPOLARES,
MANTENDO $V_{CB} \approx 0V$.
- E - TRANSCONDUTÂNCIA DIFERENCIAL DA CÉLULA BÁSICA
DE BROKAW.

APÊNDICE - A

REGULAÇÃO DE LINHA DA CÉLULA DE WINDLAR

A.1- CÉLULA DE WINDLAR E MODELO EQUIVALENTE:



POR INTEGRAÇÃO DAS FÓRMULAS ACIMA:

$$I_8 = I_1 + I_2 + I_3 + I_R$$

$$I_1 = I_{B1} + I_{B2}$$

$$I_2 = \beta_2 I_{B2} + I_{B3}$$

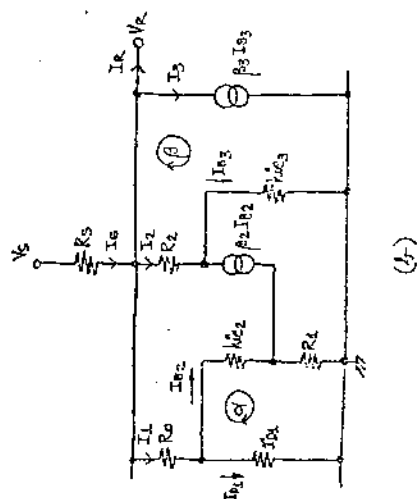
$$I_3 = \beta_3 I_{B3}$$

$$V_R = (\mu_{e3} + R_2) I_{B3} + R_2 \beta_2 I_{B2}$$

DA MALHA (1), TEMOS:

$$I_{B1} \cdot I_{B1} = R_1 (\beta_2 I_{B2} + I_{B3}) + \mu_{e2} \cdot I_{B2}$$

$$\therefore I_{B1} = \left[\frac{R_1 (\beta_2 + \beta_3) + \mu_{e2}}{R_1} \right] I_{B2}$$



TEMOS TAMBÉM QUE:

$$V_R = r_{B1} \cdot I_{B1} + R_o (I_{B1} + I_{B2}) = (r_{B1} + R_o) I_{B1} + R_o \cdot I_{B2}$$

$$\therefore V_R = \underbrace{\left\{ (r_{B1} + R_o) \left[\frac{R_1(1+\beta_2) + h_{ie2}}{r_{B1}} \right] + R_o \right\} I_{B2}}_{(\lambda)} \quad \text{--- II ---}$$

DA MALHA (β), TEMOS:

$$I_{B3} = \frac{V_R - R_2 \beta_2 \cdot I_{B2}}{h_{ie3} + R_2}$$

SUBSTITUINDO (II) NA EQUAÇÃO ACIMA:

$$I_{B3} = \left[\frac{1}{h_{ie3} + R_2} \right] \left[1 - \frac{R_2 \beta_2}{\lambda} \right] \cdot V_R \quad \text{--- III ---}$$

QUANDO DERIVADO-SE QUE:

$$V_S - V_R = R_S (I_R + I_{B1} + (1+\beta_2) I_{B2} + (1+\beta_3) I_{B3})$$

ENTÃO:

$$V_R \left[\frac{\lambda}{\lambda} + \frac{R_S}{r_{B1}} [R_1(1+\beta_2) + h_{ie2}] \frac{1}{\lambda} + \frac{R_S(1+\beta_3)}{(h_{ie3} + R_2)} \left[\frac{1 - R_2 \beta_2}{\lambda} \right] + R_S(1+\beta_2) \frac{1}{\lambda} \right] = V_S - R_S \cdot I_R$$

PORTANTO:

$$\frac{\Delta V_R}{\Delta V_S} = \frac{1/R_S}{1 + \left[\frac{R_1 \beta_2 + h_{ie3} + r_{B1} \beta_2 - \frac{r_{B1} R_2 \beta_2 \beta_3}{R_2 + h_{ie3}}}{(r_{B1} + R_o)(R_1 \beta_2 + h_{ie2}) + R_o r_{B1}} \right]}$$

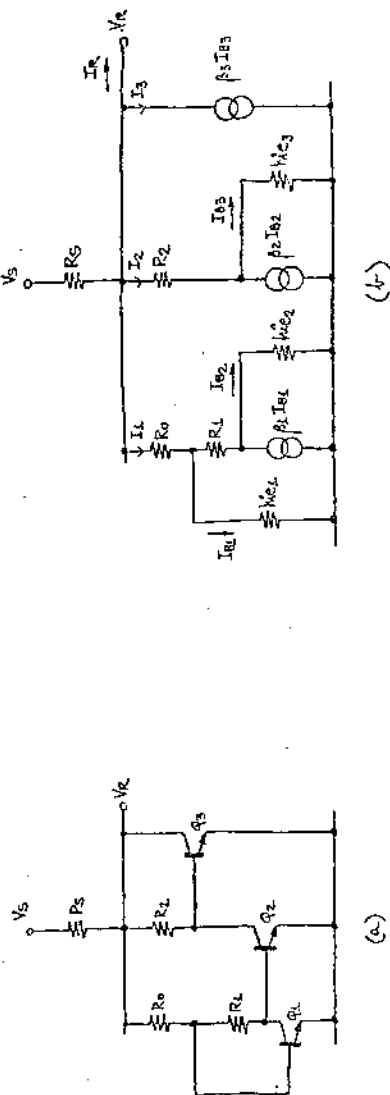
(3)

A MINUIÇÃO DO FATOR DE REGULAÇÃO DE CÔNCA DA CÉLULA PEQUER, PORTANTO, O AUMENTO NA RESISTÊNCIA DE SAÍDA DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO (PS), SENDO REQUERIDOR A UTILIZAÇÃO DE UMA FONTE DE CORRENTE.

APÊNDICE - B

REGULAÇÃO DE LINHA DA CÉLULA DE AHMED

B.1 - CÉLULA DE AHMED E MODELO EQUIVALENTE



[Fig. B.1] - (a) CÉLULA DE AHMED E (b) MODELO - H EQUIVALENTE

POR INSPEÇÃO DA FIGURA ACIMA, TEMOS:

$$I_1 = I_{e1} (1 + \beta_1) + I_{e2}$$

$$I_2 = \beta_2 \cdot I_{e2} + I_{e3}$$

$$I_3 = \beta_3 \cdot I_{e3}$$

$$V_S - V_R = R_S (I_1 + I_2 + I_3 + I_R)$$

A PARTIR DAS EQUAÇÕES ANTERIORES:

$$\begin{cases} V_R = R_{e1} \cdot I_{e1} + R_0 [I_{e2} + (1 + \beta_1) I_{e1}] \\ V_R = R_{e3} \cdot I_{e3} + R_2 [I_{e3} + \beta_2 \cdot I_{e2}] \end{cases} \quad \begin{matrix} \text{--- (I) ---} \\ \text{--- (II) ---} \end{matrix}$$

COMO: $k_{e1} \cdot I_{e1} = k_{e2} \cdot I_{e2} + R_1 (I_{e2} + \beta_1 I_{e1})$

ENTÃO: $(k_{e1} - \beta_1 R_1) I_{e1} = (k_{e2} + R_1) I_{e2}$

DE (I), TEMOS:

$$V_R = k_{e1} \cdot I_{e1} + R_0 (1 + \beta_1) I_{e1} + R_0 I_{e2}$$

$$V_R = [k_{e1} + R_0 (1 + \beta_1)] I_{e1} + R_0 I_{e2}$$

POR SUBSTITUIÇÃO DE (II) NA EQUAÇÃO ANTERIOR:

$$V_R = \left[\frac{[k_{e1} + R_0 (1 + \beta_1)] (k_{e2} + R_1)}{(k_{e1} - \beta_1 R_1)} + R_0 \right] \cdot I_{e2}$$

DESE MOVO, TEMOS QUE:

$$I_{e2} = \left[\frac{k_{e1} - \beta_1 R_1}{k_{e1} \cdot k_{e2} + k_{e1} R_1 + 2 R_0 k_{e1} + R_0 R_1 + R_0 \beta_1 \cdot k_{e2}} \right] V_R \quad \text{--- (A)}$$

CONSEQUENTEMENTE:

$$I_{e1} = \left[\frac{k_{e2} + R_1}{k_{e1} \cdot k_{e2} + k_{e1} R_1 + 2 R_0 k_{e1} + R_0 R_1 + R_0 \beta_1 \cdot k_{e2}} \right] V_R \quad \text{--- (B)}$$

DE (II), VEM:

$$V_R = k_{e2} \cdot I_{e2} + R_2 \cdot I_{e2} + R_2 \beta_2 \cdot I_{e2}$$

Logo:

$$I_{B3} = \frac{V_R - R_2 \beta_2 I_{B2}}{W_{E3} + R_2} \quad \text{--- (II) ---}$$

Como $I_{B2} = \lambda \cdot V_R$,

$$I_{B3} = \left[\frac{1 - \beta_2 R_2 \cdot \lambda}{W_{E3} + R_2} \right] V_R$$

SE ASSUMIRMOS BETAS PEQUENAS: $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = \beta$, ENTÃO:

$$V_S = V_R + R_S (1 + \beta) [I_{B1} + I_{B2} + I_{B3}] \quad \text{--- (III) ---}$$

DAS EQUAÇÕES (II), (III) E (IV), TEMOS:

$$I_{B1} + I_{B2} + I_{B3} = \left[\frac{W_{E2} + R_1 + W_{E1} - \beta \cdot R_1}{W_{E1} - \beta \cdot R_1} - \frac{\beta \cdot R_2}{W_{E3} + R_2} \right] \lambda + \frac{1}{W_{E3} + R_2}$$

SUBSTITUINDO NA EQUAÇÃO (III):

$$\frac{V_S}{V_R} = 1 + \frac{[(W_{E3} + R_2)(W_{E2} + R_1 - \beta \cdot R_1 + W_{E1}) - \beta \cdot R_2 (W_{E1} - \beta \cdot R_1) + W_{E1} \cdot W_{E2} + W_{E1} \cdot R_1 + 2R_0 W_{E1} + R_0 R_1 + R_0 \beta \cdot W_{E1}] R_S (1 + \beta)}{(W_{E1} \cdot W_{E2} + W_{E1} \cdot R_1 + 2R_0 W_{E1} + R_0 R_1 + R_0 \beta \cdot W_{E1})(W_{E3} + R_2)}$$

PORTANTO:

$$\frac{\Delta V_R}{\Delta V_S} \approx \frac{1}{\left\{ 1 + \left[\frac{(W_{E3} + R_2)(W_{E2} + R_1 - \beta \cdot R_1 + W_{E1}) - \beta \cdot R_2 (W_{E1} - \beta \cdot R_1)}{[W_{E1} (W_{E2} + R_1) + R_0 (2W_{E1} + \beta \cdot W_{E2})](W_{E3} + R_2)} \right] \right\} \beta \cdot R_S}$$

④

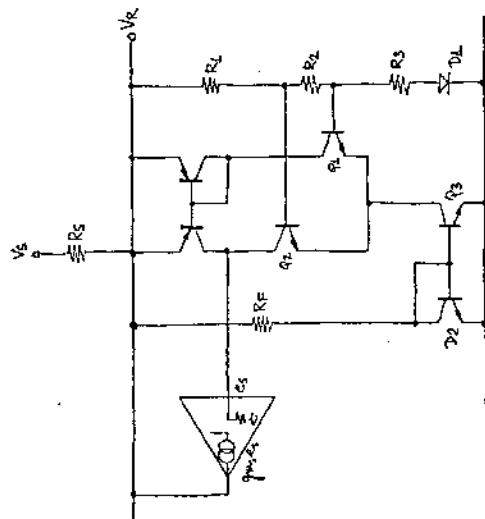
CONCLUI-SE, ENTÃO, QUE PARA MINIMIZAR A REGULAÇÃO DE UMA ESTA CELULA, É CONVENIENTE AUMENTAR A RESISTÊNCIA DE SAÍDA DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO (RS), SENDO ADEQUADA A REGULAÇÃO DE UMA FONTE DE CORRENTE.

ESTA ÚLTIMA EXPERIÊNCIA PODE SER UTILIZADA, EM PROJETOS, PARA A DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS A PARTIR DE UM FATOR DE REGULAÇÃO DE UMA ESTABELECIDO.

ATÉNDICE - C

REGULAÇÃO DE LINHA DA CÉLULA DE DOBKIN.

C.1 - CÉLULA DE DOBKIN E MODELO EQUIVALENTE



(a)

[Fig. C.1] - (a) CÉLULA DE DOBKIN E (b) MODELO - H EQUIVALENTE.

ESTA ANÁLISE, CONDUZ A UMA EXPRESSÃO PARA $\Delta V_d / \Delta V_b$ QUE DEFINE A REGULAÇÃO DE LINHA DA CÉLULA DE DOBKIN.

NA FÉLIRA - C.1.1, TEMOS:

$$V_d = R_1 I_1 + (e_2 - e_1) + (R_3 + r_{d1}) \left[I_1 - \frac{e_2}{r_{e2}} - \frac{e_1}{r_{e1}} \right]$$

$$V_d = (R_1 + R_3 + r_{d1}) I_1 + e_2 \left(1 - \frac{r_{d1} + r_{e1}}{r_{e2}} \right) - e_1 \left(1 + \frac{R_3 + r_{d1}}{r_{e1}} \right)$$

PARA EXPÔR I₁, SEJA:

$$\frac{e_2 - e_1}{R_2} = I_1 - \frac{e_2}{r_{e2}} \Rightarrow I_1 = e_2 \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{e2}} \right) - \frac{e_1}{R_2}$$

DOUVE TEN-SE:

$$e_1 = \frac{A_2 - B_2}{A_2 B_1 + A_1 B_2} V_R \quad e_2 = \frac{A_1 + B_1}{A_2 B_1 + A_1 B_2} V_R$$

A RELAÇÃO ENTRE V_S E V_R , SE DE:

$$V_S = V_R + R_S \cdot \left[I_L + g_{m1} e_1 + g_{m2} e_2 + \frac{V_R}{R_F + r_{o2} \parallel r_{\pi 3}} \right]$$

TOM A EXPRESSÃO DE DENTRO DO PARÊNTESES PODE SER COLOCADA EM FUNÇÃO DE V_R , ATRAVÉS DE:

$$I_L = e_2 \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{\pi 2}} \right) - \frac{e_L}{R_2} = \left[\left(\frac{r_{\pi 2} + R_2}{R_2 r_{\pi 2}} \right) \left(\frac{A_1 + B_1}{A_2 B_1 + A_1 B_2} \right) - \frac{1}{R_2} \left(\frac{A_2 - B_2}{A_2 B_1 + A_1 B_2} \right) \right] V_R$$

$$e_S = g_{m2} e_2 \left[\frac{r_{\pi 3} \cdot 2R_L}{r_{\pi 3} + 2R_L} \right] = \left[\left(\frac{g_{m2} r_{\pi 3} \cdot 2R_L}{r_{\pi 3} + 2R_L} \right) \left(\frac{A_1 + B_1}{A_2 B_1 + A_1 B_2} \right) \right] V_R$$

ASSIM:

$$V_S = V_R + R_S \cdot \left\{ \left(\frac{r_{\pi 2} + R_2}{R_2 r_{\pi 2}} \right) \left(\frac{A_1 + B_1}{A_2 B_1 + A_1 B_2} \right) - \frac{1}{R_2} \left(\frac{A_2 - B_2}{A_2 B_1 + A_1 B_2} \right) + g_{m1} \left(\frac{A_2 - B_2}{A_2 B_1 + A_1 B_2} \right) + g_{m2} \left(\frac{A_1 + B_1}{A_2 B_1 + A_1 B_2} \right) + g_{m2} \left(\frac{r_{\pi 3} \cdot 2R_L}{r_{\pi 3} + 2R_L} \right) \left(\frac{A_1 + B_1}{A_2 B_1 + A_1 B_2} \right) + \frac{r_{o2} + r_{\pi 3}}{R_F (r_{o2} + r_{\pi 3}) + r_{o2} \cdot r_{\pi 3}} \right\} V_R$$

④

$$V_S = V_R + R_S \left[\left(\frac{A_1 + B_1}{A_2 B_1 + A_1 B_2} \right) \left(\frac{r_{T2} + R_2}{R_2 r_{T2}} + g_{m2} + \frac{g_{m3} g_{m2} r_{T3} \cdot 2R_L}{r_{T3} + 2R_L} \right) + \left(\frac{A_2 - B_2}{A_2 B_1 + A_1 B_2} \right) \left(g_{m1} - \frac{1}{R_2} \right) + \frac{r_{T2} + r_{T3}}{R_2 (r_{T2} + r_{T3}) + r_{T2} r_{T3}} \right] V_R$$

V_S

$$V_R = \frac{V_S}{1 + R_S \left[\left(\frac{A_1 + B_1}{A_2 B_1 + A_1 B_2} \right) \left(g_{m2} + \frac{r_{T2} + R_2}{R_2 r_{T2}} + \frac{g_{m3} g_{m2} r_{T3} \cdot 2R_L}{r_{T3} + 2R_L} \right) + \left(\frac{A_2 - B_2}{A_2 B_1 + A_1 B_2} \right) \left(g_{m1} - \frac{1}{R_2} \right) + \frac{r_{T2} + r_{T3}}{R_2 (r_{T2} + r_{T3}) + r_{T2} r_{T3}} \right]}$$

PORTANTO, APLICANDO UMA VEZ MAIS OS TERMOS ENVOLVIDOS, TEMOS:

$$\frac{\Delta V_R}{\Delta V_S} = \frac{1}{1 + R_S (x + y \cdot g_{m3})}$$

EM QUE $x = \frac{1}{R_2}$ ENVOLVENDO ALGUNS DOS PARÂMETROS ENVOLVIDOS.

TORNA-SE EVIDENTE PELA EQUAÇÃO ACIMA QUE A REGULAÇÃO DE LINHA PODE SER MINIMIZADA TANTO PELO AUMENTO DA TRANSCONDUÇÃO DO ELEMENTO DE REGULAÇÃO "SHUNT" COMO PELO AUMENTO DA RESISTÊNCIA DE SAÍDA DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO DA CÉLULA.

APÊNDICE - D

CARACTERIZAÇÃO TÉRMICA DE TRANSISTORES BIPOLARES, MANTENDO $V_{CB} \approx 0$.

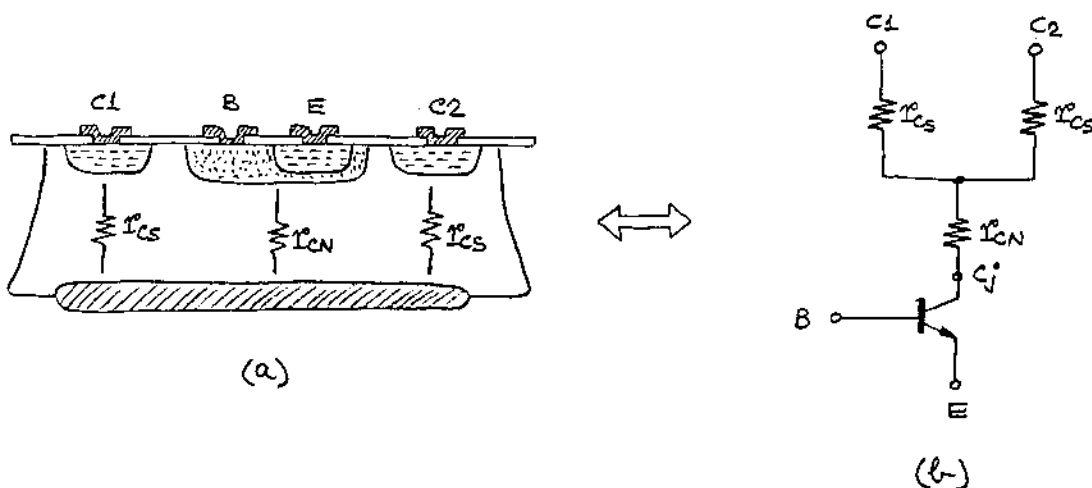
D.1 - MÉTODO

TRANSISTORES DE UM MESMO PROCESSO [14] FORAM CARACTERIZADOS TERMICAMENTE, TOMANDO-SE O CUIDADO DE MANTER NULA A TENSÃO NA JUNÇÃO BASE-COLETOR ATRAVÉS DA MONTAGEM ESQUEMATIZADA NA FIGURA - A.2.

A CARACTERIZAÇÃO TÉRMICA DE TRANSISTORES NA CONFIGURAÇÃO CLÁSSICA, CONECTANDO-SE OS TERMINAIS DE BASE E COLETOR ESTÁ SUJEITA ÀS INFLUÊNCIAS DA QUEDA DE POTENCIAL SOBRE A RESISTÊNCIA INTRÍNSECA DE COLETOR QUE, DEPENDENDO DO NÍVEL DE CORRENTE EM QUE OPERAM, PROVOCA A SATURAÇÃO DO TRANSISTOR, INVALIDANDO A EXPRESSÃO - A.1.

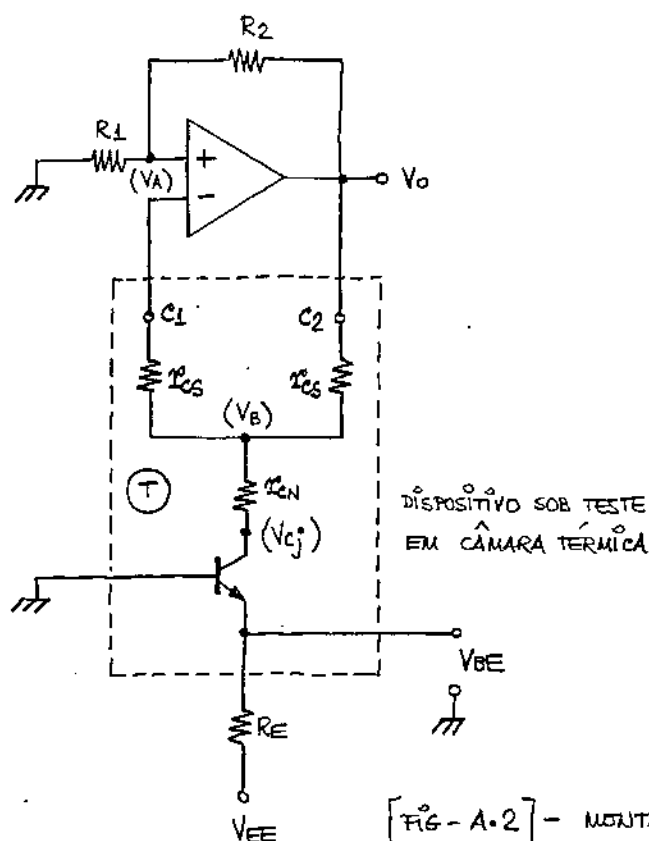
$$I_C = I_S \left[e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right] \text{----- (A.1)}$$

A COMPENSAÇÃO DESTA QUEDA DE POTENCIAL NO COLETOR FOI FEITA ATRAVÉS DE UMA MONTAGEM EM PONTE NA QUAL PARTICIPAM AS RESISTÊNCIAS COMPONENTES DO COLETOR DE DUPLO CONTATO UTILIZADO PARA CARACTERIZAÇÃO. A ESTRUTURA DO TRANSISTOR É MOSTRADA ABAIXO.



[FIG - 4.1] - (a) ESTRUTURA DO TRANSISTOR COM DUPLO CONTATO DE COLETOR E (b) MODELO EQUIVALENTE.

O ESQUEMA DA MONTAGEM EM PONTE É MOSTRADO NA FIGURA - A.2



[FIG - A.2] - MONTAGEM EM PONTE PARA CARACTERIZAÇÃO TÉRMICA DE (V_{BE}) , MANTENDO $V_{cj} \approx 0$.

PELA AÇÃO DO AMPLIFICADOR OPERACIONAL, TEMOS QUE:

$$V_A = V_B \text{ ----- (A.1)}$$

COMO:

$$V_A = \left[\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right] V_0 \text{ ----- (A.2)}$$

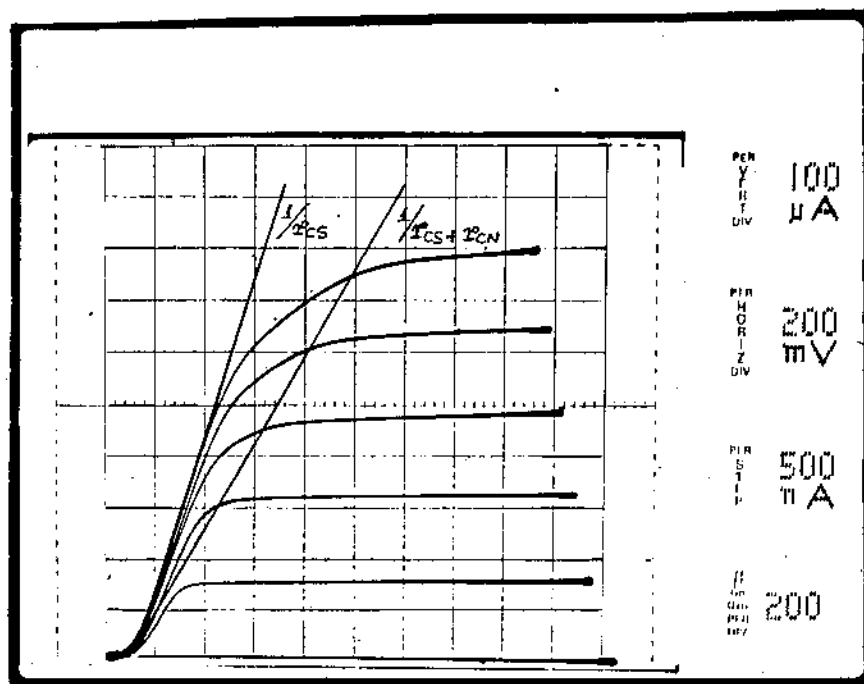
ENTÃO, SE FIZERMOS:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_{cs}}{R_{cn}} \text{ ----- (A.3)}$$

TEMOS: $V_{cj} = 0$ QUE É A CONDIÇÃO DEFEJADA.

PARA OS TRANSISTORES MEDIDOS - KÍT-PART (ANALOG DEVICES TIPO 40-A) - VALORES TÍPICOS PARA R_{cs} E R_{cn} , MEDIDOS SEGUNDO O MÉTODO DESCRITO NO CAPÍTULO - II, E OUTAS CARACTERÍSTICAS $I_c \times V_{CE}$ SÃO MOSTRADAS NA FIGURA - A.4, SÃO (A 300°K):

$$R_{cn} \approx 496 \Omega \quad \text{E} \quad R_{cs} \approx 667 \Omega$$



[FIG-A.4] - CARACTERÍSTICA $I_c \times V_{ce}$ DE UM TRANSISTOR (ANALOG DEVICES - 10-A)

D.2 - INSTRUMENTAÇÃO:

PARA AS MEDIDAS DE TEMPERATURA FOI UTILIZADO UM RESISTOR DE PLATINA TIPO [PT-538 AWT] COLOCADO SOBRE O TRANSISTOR, MINIMIZANDO ASSIM O ERRO DEVIDO A GRADIENTES TÉRMICOS AMBIENTAIS. A PRECISÃO DA TEMPERATURA MEDIDA (ATRAVÉS DE UM OHMÍMETRO) FOI ESTIMADA EM $1\text{ m}^\circ\text{C}$.

A TENSÃO (V_{EE}) FOI MANTIDA EM $(15,000 \pm 0,001)\text{V}$, ATRAVÉS DE UM CONVERSOR D/A - 12 BITS E AS MEDIDAS DE (V_{BE}) FORAM FEITAS COM UM VOLTÍMETRO DIGITAL DE $5\frac{1}{2}$ DÍGITOS.

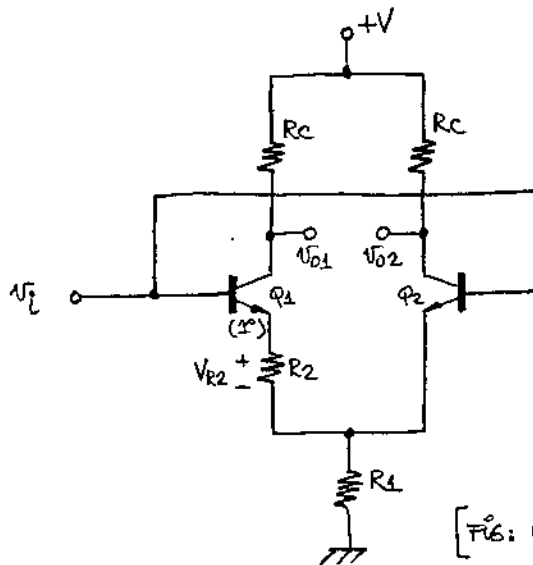
APÊNDICE - E

TRANSCONDUTÂNCIA DIFERENCIAL DA CÉLULA BÁSICA DE BROKAW

E.1 - INTRODUÇÃO:

É FEITA UMA ANÁLISE DE PEQUENOS SINAIS E BAIXA FREQUÊNCIA DA CÉLULA BÁSICA DE BROKAW ATRAVÉS DA QUAL CHEGA-SE A UMA EXPRESSÃO PARA A TRANSCONDUTÂNCIA DIFERENCIAL, DEFINIDA COMO A RAZÃO ENTRE AS VARIAÇÕES DA DIFERENÇA ENTRE AS CORRENTES DE COLETOR E A TENSÃO APLICADA À BASE COMUM DOS TRANSISTORES.

E.2 - A CÉLULA E PARÂMETROS ASSOCIADOS:



[FIG. E.1] - CÉLULA BÁSICA, PARÂMETROS ASSOCIADOS

$$V_{R2} = \frac{KT}{q} \ln \frac{A_{E1}}{A_{E2}} = \frac{KT}{q} \ln x \quad \text{--- (E.1)}$$

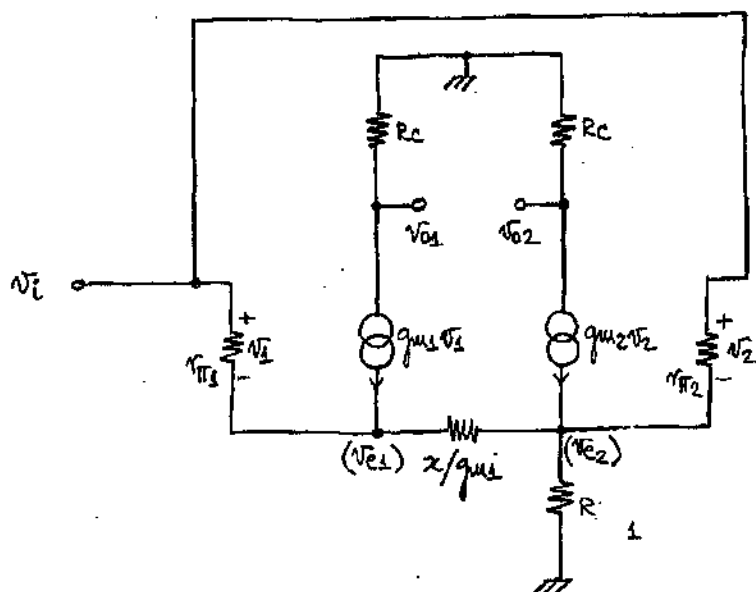
SE I_{C1} É A CORRENTE QUIESCENTE DE $Q1$, ENTÃO:

$$g_{m1} = \frac{q I_{C1}}{KT} \quad \text{--- (E.2)}$$

$$\text{CHAMANDO } x = \ln x \Rightarrow V_{R2} = \frac{I_{C1}}{g_{m1}} \cdot x \Rightarrow R_2 = \frac{x}{g_{m1}}$$

E.3 - MODELO π -HÍBRIDO

SUBSTITUINDO CADA TRANSISTOR PELO MODELO π -HÍBRIDO SIMPLIFICADO PARA BAIXAS FREQUÊNCIAS, TEMOS:



[FIG. E.2] - MODELO EQUIV. ACIONTE A CULA BÁSICA

POR INSPEÇÃO TEMOS:

$$v_{e2} = R_1 \left[g_{m1} v_i + \frac{v_i}{r_{\pi 1}} + g_{m2} v_{e2} + \frac{v_i}{r_{\pi 2}} \right] \quad \text{--- (E.3)}$$

$$v_{e2} = R_1 \left[v_i \left(g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi 1}} \right) + v_{e2} \left(g_{m2} + \frac{1}{r_{\pi 2}} \right) \right] \quad \text{--- (E.4)}$$

E

$$v_{e1} = v_{e2} + \frac{r_o1}{g_{m1}} \left[g_{m1} v_i + \frac{v_i}{r_{\pi 1}} \right] \quad \text{--- (E.5)}$$

$$v_{e1} = v_{e2} + r_o1 v_i \left(1 + \frac{1}{\beta_{o1}} \right) \quad \text{--- (E.6)}$$

COMO: $v_i = v_i - v_{e1} \quad \text{--- (E.7)}$

E $v_{e2} = v_i - v_{e2} \quad \text{--- (E.8)}$

POR SUBSTITUIÇÃO EM (E.4), TEMOS:

$$v_{e2} = R_1 \left[v_i \left(g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi 1}} + g_{m2} + \frac{1}{r_{\pi 2}} \right) - v_{e1} \left(g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi 1}} \right) - v_{e2} \left(g_{m2} + \frac{1}{r_{\pi 2}} \right) \right] \quad \text{--- (E.9)}$$

COMO $\beta_{01} \gg 1$, EM (E.6), TEMOS:

$$v_{e1} \approx v_{e2} + \alpha v_i \text{ ----- (E.10)}$$

SUBSTITUINDO (E.7), (E.8) E (E.10) EM (E.9) E APÓS ALGUMAS MANIPULAÇÕES, RESULTA QUE:

$$v_{e2} = \frac{\left[\left(\frac{1}{1+\alpha} \right) \left(g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi1}} \right) + \left(g_{m2} + \frac{1}{r_{\pi2}} \right) \right] R_1}{1 + \left[\left(\frac{1}{1+\alpha} \right) \left(g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi1}} \right) + \left(g_{m2} + \frac{1}{r_{\pi2}} \right) \right] R_1} \cdot v_i \text{ ----- (E.11)}$$

FAZENDO:

$$A_2 = \frac{\left[\left(\frac{1}{1+\alpha} \right) \left(g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi1}} \right) + \left(g_{m2} + \frac{1}{r_{\pi2}} \right) \right] R_1}{1 + \left[\left(\frac{1}{1+\alpha} \right) \left(g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi1}} \right) + \left(g_{m2} + \frac{1}{r_{\pi2}} \right) \right] R_1} \text{ ----- (E.12)}$$

ENTÃO DE (E.10), (E.11) E (E.12), TEMOS:

$$v_{e1} = \left[\frac{A_2 + \alpha}{1 + \alpha} \right] v_i \text{ ----- (E.13)}$$

E, PARA FACILITAR, SEJA:

$$A_1 = \frac{A_2 + \alpha}{1 + \alpha} \text{ ----- (E.14)}$$

AS TENSÕES DE SAÍDA SÃO DADAS POR:

$$v_{o1} = g_{m1} (v_i - v_{e1}) R_c \text{ ----- (E.15)}$$

$$v_{o2} = g_{m2} (v_i - v_{e2}) R_c \text{ ----- (E.16)}$$

SUBSTITUINDO v_{e1} E v_{e2} COMO DADOS POR (E.13) E (E.11), RESPECTIVAMENTE EM (E.15) E (E.16), RESULTA EM:

$$V_{o1} - V_{o2} = - \left[g_{m2}(1-A_2) - g_{m1}(1-A_1) \right] R_c \cdot V_i \text{ ----- (E.17)}$$

E EXPRESSAMOS A TRANSCONDUCTÂNCIA DIFERENCIAL COMO:

$$g_{md} = g_{m2}(1-A_2) - g_{m1}(1-A_1) \text{ ----- (E.18)}$$

SUBSTITUINDO PELAS EXPRESSÕES DE A_1 E A_2 , TEMOS:

$$g_{md} = \frac{(1+x)g_{m2} - g_{m1}}{(1+x) + [g_{m1} + (1+x)g_{m2}]R_L} \text{ ----- (E.19)}$$

DE ALGUMA FORMA ESTA EXPRESSÃO PODE TAMBÉM SER USADA PARA ANALISAR UM PAR DIFERENCIAL ASSIMÉTRICO.

NO CASO DA CÉLULA DE BROKAW, NO ENTANTO, A AÇÃO DO AMP. OPERACIONAL ESTABELECE IGUAIS CORRENTES DE COLETOR A AMBOS OS TRANSISTORES, OU SEJA:

$$g_{m1} = g_{m2} = g_m \text{ (A 300K)}$$

DESSE MODO:

$$g_{md} = \frac{x \cdot g_m}{(1+x) + (2+x)g_m R_L} \text{ ----- (E.20)}$$

E.4 - ALGUNS VALORES NUMÉRICOS:

x	2	4	6	8	10	12	14	16
x	0,69	1,39	1,79	2,08	2,30	2,48	2,64	2,77
$g_{md} [\mu\text{MHO}]$	80,0	130,0	150,0	160,0	166,7	173,3	176,7	183,3

- | 1 | Widlar, R., "New Developments in IC Voltage Regulators" - IEEE JSSC - vol. SC-6, nº 6, December/1971.
- | 2 | Shockley, W., "The theory of PN junctions in semiconductors and PN junction transistors" - Bell System. Tech. Journal, vol. 28, July/1949.
- | 3 | Sze, S.M., "Physics of Semiconductor Devices" - John Wiley and Sons, Inc. - New York - 1969.
- | 4 | Meijer, G.M., Verhoeff, J.B., "An Integrated Bandgap Reference", IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. SC-11, nº 3, June / 1976.
- | 5 | Brokaw, A.P., "A Simple Three-Terminal IC Bandgap Reference" , IEEE J.S.S.C. - vol. SC-11, june/1976.
- | 6 | Gummel , H.K. & Poon, H.C., "An Integral Charge Control Model of Bipolar Transistors" - Bell Syst. Tech. Journal, vol. 49, May/ 1970.
- | 7 | Gray, P. & Meyer, R.G., "Analog Integrated Circuits" - John Wiley & Sons, Inc., New York, 1977.
- | 8 | Getreu Ian, "Modeling the Bipolar Transistor", Tektronix, Inc., Oregon - 1976.
- | 9 | Giacoletto, L.J., "Measurement of Emitter and Collector Series Resistances" - IEEE Transactions on Electron Devices - vol. ED-19, nº 5, May/1972.
- | 10 | Kulke, B., Miller, S.L., "Accurate Measurement of Emitter and Colector Series Resistances in Transistors", Proc. IRE (Letter) vol. 45, January 1957.
- | 11 | Dobkin, R. & Palmer, C., "A Curvature Corrected Micropower Vol_tage Reference", IEEE International Solid State Conference, New York, February 1981.

- [12] Meijer, G., Schmale, P. & Zalinger, K., "A new curvature-corrected Bandgap Reference", European Solid-States Circuits Conference - Freiburg, 1981.
- [13] Mc Clinchey, G. "A monolithic 12 bits $3\mu\text{s}$ ADC" - IEEE International Solid-States Circuits Conference, S. Francisco, 1982.
- [14] Timko, Mike (Analog Devices) - comunicação particular.
- [15] Meijer, G., "Measurements of the Temperature Dependence of the $I_c \times V_{be}$ Characteristics of Integrated Bipolar Transistors" - IEEE J.S.S.C., vol. SC-15, nº 2, April/1980.
- [16] Thurmond, C.D., "The Standard Thermodynamic functions for the formation of electrons and holes in Ge, Si, GaAs and GaP" - Journal of the Electrochemical Society: S.S.S.T., vol. 122, nº 8 - 1975.
- [17] Bludau, W. & Onton, A., "Temperature Dependence of the Bandgap of Silicon" - Journal of Applied Physics, vol. 45, nº 4, April 1974.
- [18] Tsividis, Y., "Accurate Analysis of Temperature Effects in $I_c \times V_{be}$ Characteristics with Application to Bandgap Reference Sources" - IEEE - J.S.S.C., vol. SC-15, nº 6, December/1980.
- [19] Arora, N. et al, "Electron and Hole Mobilities in Silicon as a Function of Concentration and Temperature", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, nº 2, Feb/1982.
- [20] Caughey, D.M., Thomas, R.E., "Carrier Mobilities in Silicon Empirically Related to Doping and Field" - Proceedings of the IEEE, vol. 55, nº 12, December/1967.
- [21] Palmer, C., (National Semiconductors) - Comunicação particular.
- [22] Sinha, A.K., Levinstein, H.J. & Smith, T.E., "Thermal Stresses and Cracking resistance of dielectric films (SiN , Si_3N_4 and SiO_2) on Si Substrates", J. Applied Physics, vol. 49, nº 4, April/78.

- [23] Veen, R.J., "Piezojunction effect of a planar n-p-n transistor for transducer aims", Electronics Letters, vol. 15, nº 12, June/1979.
- [24] Wilson, G.R., "A monolithic junction FET - npn operational amplifier", IEEE J.S.S.C., vol. SC-3, nº 4, December/1968.
- [25] Camenzind, H. & Grebene A., "An outline of design techniques for linear integrated circuits", IEEE J.S.S.C., vol. SC-4, nº 3, june/1969.
- [26] Connely, J.A., "Analog Integrated Circuits" - John Wiley & Sons, New York, 1975.
- [27] Camenzind, H., "Electronic Integrated Systems Design", Van Nostrand Reinhold, New York, 1972.
- [28] Glaser, Subak-Sharpe, "Integrated Circuit Engineering", Addison Wesley, Mass., 1977.
- [29] Jaeger, R.C., "A high output resistance current source", IEEE J.S.S.C., vol. SC-9, nº 4, august/1974.
- [30] Bilotti, A., Mariani, E., "Noise Characteristics of current mirror sinks/sources", IEEE J.S.S.C., vol. SC-10, nº 6, December/1975.
- [31] Maïdique, M.A., "A high-precision monolithic super-Beta operational amplifier", IEEE J.S.S.C., vol. SC-7, nº 6, December/1972.
- [32] Bursky, Dave, "Ion implantation of resistors means IC operates with 10 μ A", Electronic Design, vol. 28, nº 1, January 4, 1980.
- [33] Gray, Paul, "Resistor string DACs" - Notas do Seminário apresentado na 3.^a Oficina Brasileira de Microeletrônica - Campinas - julho/81.
- [34] Gilbert, B., "Translinear Circuits: a proposed classification", Electronics Letters, 11, 1975.

- | 35 | Holloway, P. & Norton, M., "A high yield, second generation 10-bit monolithic DAC", IEEE International Solid-State Circuit Conference, New York, February/1976.
- | 36 | Brokaw, A. Paul, (Analog Devices) - Comunicação Particular.
- | 37 | Motchenbacher, C.D., Fitchen, F.C., "Low noise electronic design" John Wiley & Sons, New York, 1973.