


UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E  
COMPUTAÇÃO

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

PROJETO DO NÚCLEO DE UM VOLTÍMETRO  
VETORIAL ANALÓGICO INTEGRADO EM  
TECNOLOGIA BiCMOS

Autor: **Fabiano Fruett**

Orientador: **Prof. Dr. Carlos Alberto dos Reis Filho**

Este exemplar corresponde à redação final da tese	
defendida por	<u>Fabiano Fruett</u>
e aprovada pela Comissão	
Jugadora em	<u>04 / 03 / 97</u>
	 Orientador

Campinas, janeiro de 1997

UNIDADE	BC
N.º CHAMADA:	P/Unicamp:
F94p	
V.	E.
TRABO BC/	30376
PROC.	281197
C	<input type="checkbox"/>
D	<input checked="" type="checkbox"/>
PREÇO	R\$ 11,00
DATA	14/06/97
N.º CPD	

CM-00 098467-1

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA  
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

F94v Fruett, Fabiano  
Projeto do núcleo de um Voltímetro Vetorial analógico integrado em tecnologia BiCMOs /  
Fabiano Fruett.—Campinas, SP: [s.n.], 1997.

Orientador: Carlos Alberto dos Reis Filho .  
Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Microeletrônica. 2. Geradores de funções. 3. Funções trigonométricas. I. Reis Filho, Carlos Alberto. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

*Aos meus pais*

## **Agradecimentos:**

*Ao professor Carlos Alberto dos Reis Filho, meu orientador, pela paciência e competência com que me conduziu neste trabalho.*

*A Mônica, minha namorada, que sempre me apoiou.*

*Aos amigos da FEEC/UNICAMP, pela colaboração e amizade.*

*Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico - CNPq, pelo apoio financeiro.*

## **Abstract**

This work describes the implementation of an integrated circuit to be used as the core of an analog Vector Voltmeter, which is applied in vibration analysis. The Vector Voltmeter is based on the Wattimeter method and determines in cartesian coordinate the amplitude and phase of a signal that is in phase with an external reference at a given frequency.

## Resumo

Este trabalho descreve a implementação de um circuito integrado para ser utilizado como núcleo de um Voltímetro Vetorial analógico, visando aplicações em análises de vibrações. O Voltímetro Vetorial baseia-se no método Wattimétrico[8] e determina em coordenadas cartesianas a amplitude e fase de um sinal que está em sincronismo com uma referência externa, em determinada frequência.

O texto está organizado da seguinte forma: No capítulo 1 é apresentado um resumo das principais técnicas utilizadas em circuitos geradores de senóide. No capítulo 2, é apresentado um exemplo de utilização do método Wattimétrico, em que baseia-se o Voltímetro Vetorial. No capítulo 3 é focado o gerador senoidal de Gilbert e a influência da corrente de base dos transistores bipolares em seu funcionamento. No capítulo 4 é proposta a utilização dos transistores PNP laterais do processo AMS-CMOS 1.2 $\mu$ m (poço N), no gerador senoidal, avaliando seu emprego no Voltímetro Vetorial, comparando o desempenho com a versão do circuito que utiliza os transistores bipolares da tecnologia BiCMOS. No capítulo 5 é feita a análise gráfica do Voltímetro Vetorial e a implementação de seu modelo matemático. No capítulo 6 são focados os circuitos auxiliares, de conversão Tensão-Corrente e Corrente-Tensão utilizados respectivamente na entrada e saída do circuito final do Voltímetro Vetorial. No capítulo 7 é apresentado o diagrama de blocos, circuito, resultados de simulação e *layout* do circuito integrado.

# Índice

<b>INTRODUÇÃO</b>	1
<b>CAPÍTULO I - Geradores de Senóide</b>	
1.1 - Introdução	3
1.2 - Circuito para geração de senóide por aproximação por segmentos de reta	4
1.3 - Método de aproximação por função algébrica	9
1.4 - O par diferencial como um conversor de onda triangular para senoidal	14
1.5 - Gerador senoidal com múltiplos pares diferenciais	22
<b>CAPÍTULO II - Balanceamento Wattimétrico</b>	
2.1 - Exemplo de aplicação do método	29
2.2 - Modelo matemático	30
<b>CAPÍTULO III - Gerador Senoidal de Gilbert e a influência da corrente de base em seu equacionamento</b>	
3.1 - Gerador Senoidal de Gilbert	33
3.2 - Efeito da corrente de base no Gerador Senoidal de Gilbert	35
3.3 - Simulação do Gerador Senoidal	47
3.4 - Análise do Gerador Senoidal em temperatura	58
3.5 - Simulação em temperatura	62

**CAPÍTULO IV** - Transistor bipolar lateral da tecnologia CMOS e o comportamento do índice de eficiência

4.1 - Transistor bipolar lateral na tecnologia MOS	65
4.2 - Análise do Gerador Senoidal com transistores bipolares da tecnologia CMOS	67
4.3 - O índice de eficiência e sua influência	69
4.4 - Conclusão	78

**CAPÍTULO V** - Análise do Voltímetro Vetorial

5.1 - Modelo matemático	79
5.2 - Análise gráfica do Voltímetro Vetorial	81
5.3 - Implementação do modelo matemático e influência da mudança do índice de eficiência	85
5.4 - Conclusão	87

**CAPÍTULO VI** - Circuitos Auxiliares

6.1 - Introdução	88
6.2 - O circuito conversor Tensão-Corrente	88
6.3 - Simulação do conversor Tensão-Corrente	91
6.4 - O circuito conversor Corrente-Tensão	93
6.5 - Circuito amplificador em malha aberta	94
6.6 - Simulação do conversor Corrente-Tensão	96

**CAPÍTULO VII** - Projeto de um Circuito Integrado que constitui o núcleo de um Voltímetro Vetorial analógico

7.1 - Diagrama de blocos do Voltímetro Vetorial	98
---	----



7.2 - Resultados de simulação	104
7.3 - Circuito Integrado	116
<b>CONCLUSÃO</b>	119
<b>BIBLIOGRAFIA</b>	120
<b>APÊNDICE A</b>	122
<b>APÊNDICE B</b>	122
<b>APÊNDICE C</b>	127
<b>APÊNDICE D</b>	131
<b>APÊNDICE E</b>	135
<b>APÊNDICE F</b>	137
<b>APÊNDICE G</b>	140

## Introdução

O balanceamento de eixos em estruturas rotativas é um item imprescindível na manutenção e análise preditiva de máquinas, onde se incluem tornos, automóveis, turbinas de aviões, rotores de usinas hidrelétricas, etc. O nível de precisão do balanceamento depende de cada situação e em muitos casos, um equipamento portátil que verifique o balanceamento é desejável. Um Voltímetro Vetorial, implementando o método Wattimétrico [8], pode cumprir este papel.

Há Voltímetros Vetoriais disponíveis no mercado para estas aplicações e na maioria dos casos trata-se de equipamentos de processamento digital, cuja versatilidade é inquestionável. Apesar das muitas vantagens que os equipamentos baseados em microprocessadores têm sobre os equipamentos analógicos, como programabilidade, memória, interface para comunicação com computadores, etc, para equipamentos de baixa precisão o processamento analógico dos sinais é competitivo com o processamento digital.

Para aplicações onde a precisão requerida é da ordem de 1% o equipamento analógico implementado em forma monolítica pode permitir que os circuitos de processamento sejam integrados juntamente com os circuitos de condicionamento, constituindo-se num equipamento “monochip” de baixo custo.

Com este objetivo procurou-se desenvolver um circuito integrado analógico para efetuar o processamento dos sinais produzidos por sensores de desbalanceamento. Embora se tenha como alvo a implementação de um equipamento “monochip”, nesta etapa foi desenvolvido apenas o núcleo do Voltímetro Vetorial em forma integrada.

Essencial na implementação do método Wattimétrico, em que o equipamento se baseia, é a geração da função Seno. Assim, diversos circuitos

geradores da função Seno foram estudados. Dentre os circuitos estudados adotamos o circuito proposto por Gilbert [9], pelas suas características de precisão e adequação à implementação integrada. Um aspecto não abordado na literatura que diz respeito a esse circuito é a influência da corrente de base e o efeito de alta injeção dos transistores. Por esta razão procuramos estudar tais pontos, dando assim uma contribuição ao tema.

O circuito projetado foi submetido a integração em tecnologia BiCMOS 1,2 $\mu$ m da AMS. Os resultados reportados nesse trabalho se referem às simulações efetuadas.

# **CAPÍTULO I**

## **Geradores de Senóide**

### **1.1 - Introdução**

Tendo em vista a importância que o circuito gerador de seno desempenha no sistema alvo, que é o Voltímetro Vetorial, apresenta-se a seguir quatro destes circuitos. Em todos os casos a saída senoidal é produzida em decorrência da aplicação de um sinal de tensão na entrada que corresponde ao argumento da função.

O primeiro circuito baseia-se no método da aproximação por segmentos de reta [1,2] onde são combinados diodos ou transistores com resistores. O segundo baseia-se no método algébrico [3,6], onde o Seno é aproximado por uma função polinomial e depois implementado por um circuito translinear. O terceiro circuito baseia-se na característica tangente hiperbólica da relação Tensão-Corrente de um par diferencial formado por transistores bipolares [4]. O quarto circuito [5] é semelhante ao anterior e utiliza múltiplos pares diferenciais que melhoram consideravelmente seu desempenho como gerador senoidal.

## 1.2 - Circuito para a geração da senóide por aproximação por segmentos de reta.

A maioria dos geradores de função monolíticos produzem uma onda senoidal usando uma aproximação de linearização por partes. Isso pode ser feito, usando diodos em série ou transistores polarizados que conduzam em diferentes níveis. A Figura 1.1 mostra um circuito típico usando transistores polarizados. Essa aproximação é usada pelo gerador de função 8038.

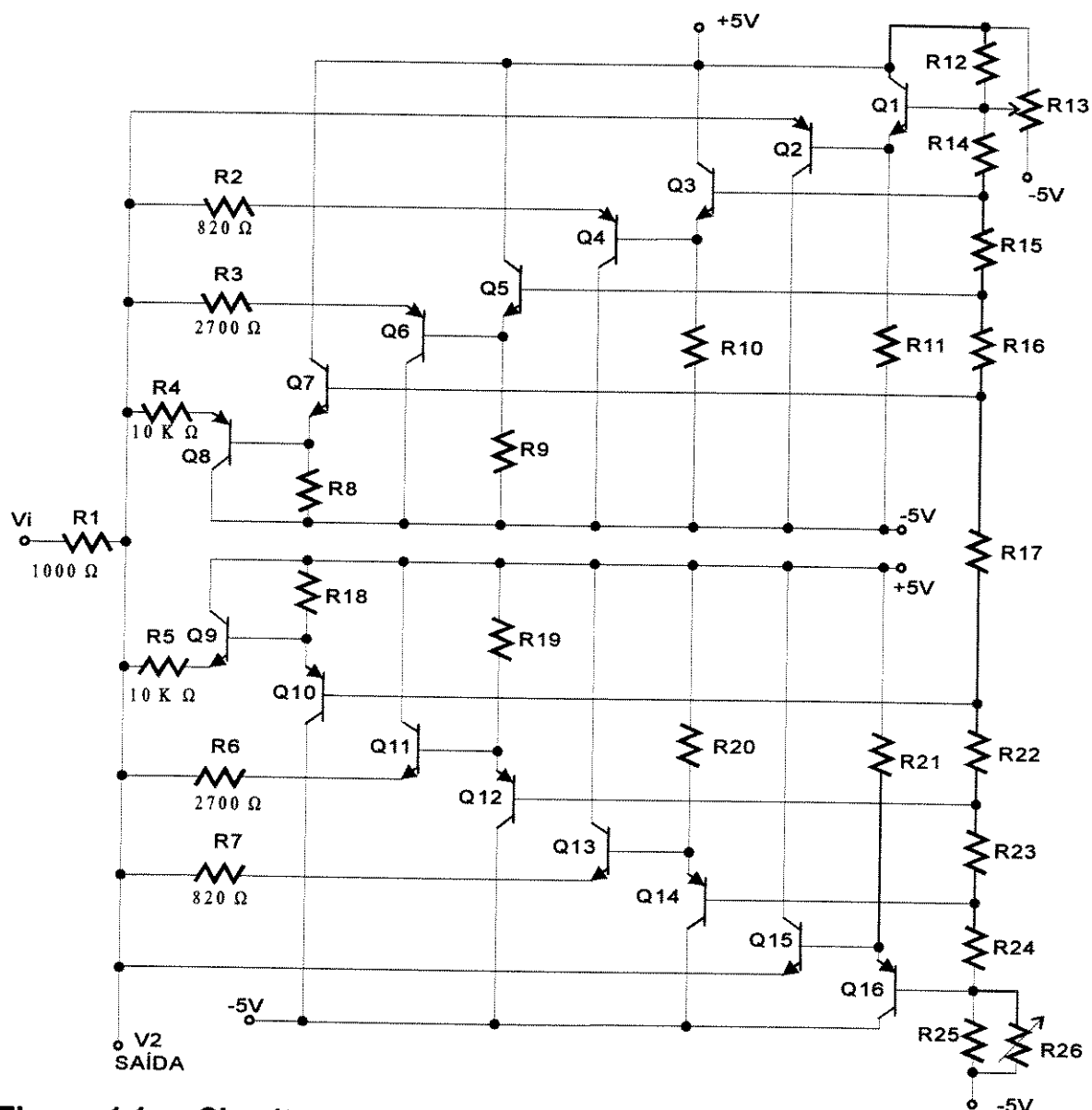


Figura 1.1 - Circuito para a geração da senóide por aproximação por segmentos de reta.

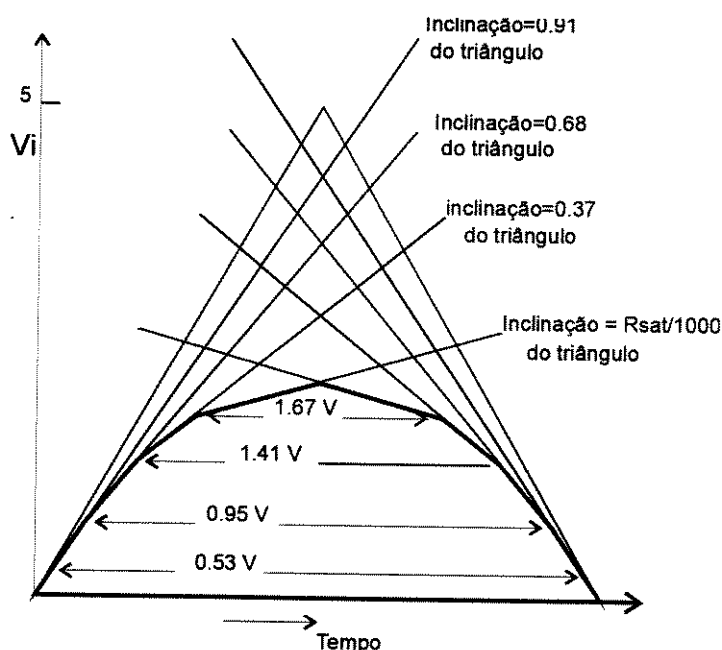
Em poucas palavras, o circuito para geração da senóide por aproximação por segmentos de reta funciona como um divisor resistivo que tem o valor da resistência alterado conforme a tensão de entrada, através do chaveamento dos transistores em diferentes níveis.

Os transistores detetores de nível são Q1, Q3, Q5, Q7, Q10, Q12, Q14 e Q16, o ajuste do ponto de cada detetor é estabelecido pelos resistores à direita da figura 1.1. Os outros oito transistores Q2, Q4, Q6, Q8, Q9, Q11, Q13 e Q15 funcionam como chave e atuam conforme o nível de cada detetor.

Os resistores que compõem o divisor resistivo são R1, R2, R3, R4, R5, R6 e R7.

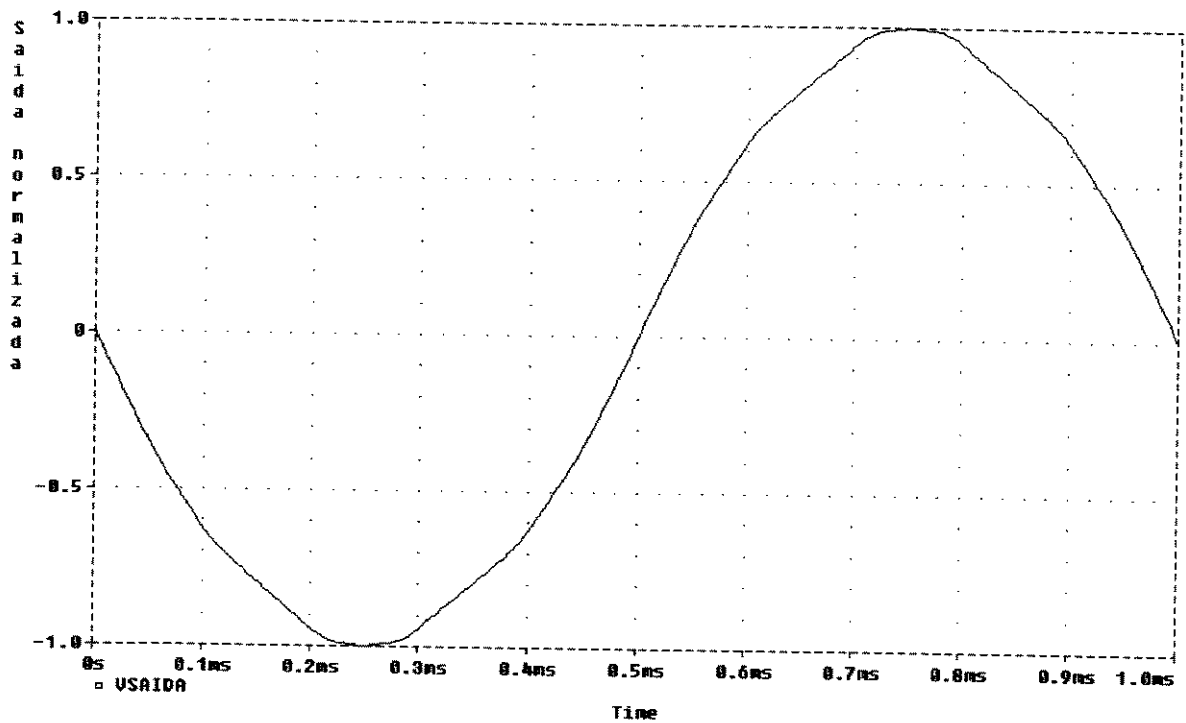
Por simplicidade analisou-se apenas o ciclo positivo. Quando  $0,53 < V_2 < 0,95$ , o transistor detetor Q7 liga o transistor chave Q8, então tem-se um divisor formado por R1 e R4 e a saída é  $\frac{10}{11}$  da entrada. Se  $0,95 < V_2 < 1,4$ , R3 entra em paralelo com R4, formando o divisor com R1. Então a saída é 0,68 vezes a inclinação da entrada, e assim por diante.

A figura 1.2 é uma representação gráfica do funcionamento do circuito, e indica o funcionamento completo de um ciclo positivo.

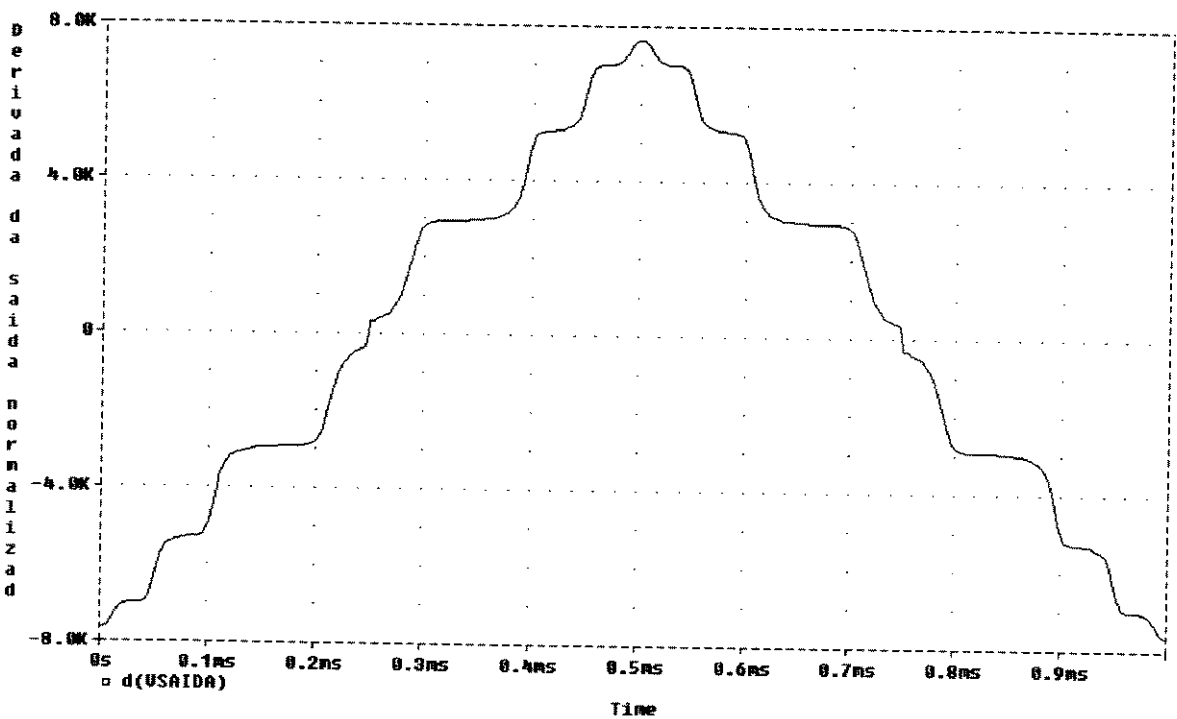


**Figura 1.2 - Análise gráfica de um ciclo positivo do circuito para geração da senóide por aproximação por segmentos de reta.**

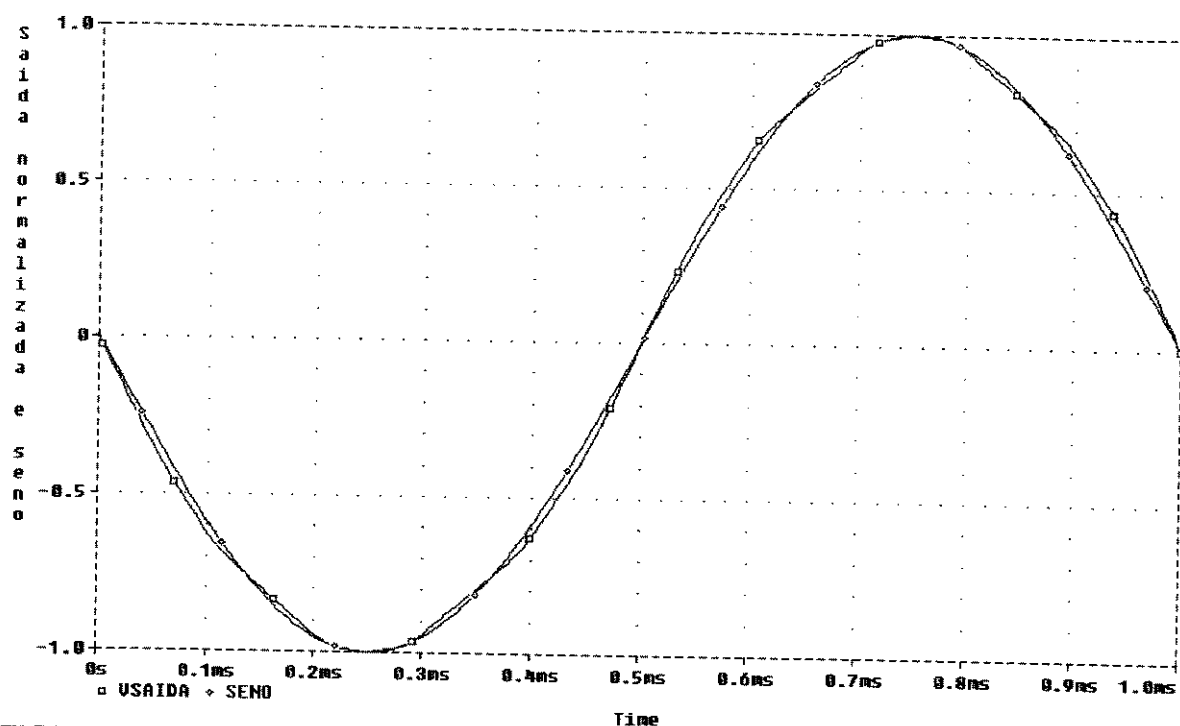
Simulou-se o circuito utilizando o programa PSpice, os resultados são ilustrados a seguir e os parâmetros dos transistores estão no apêndice G.



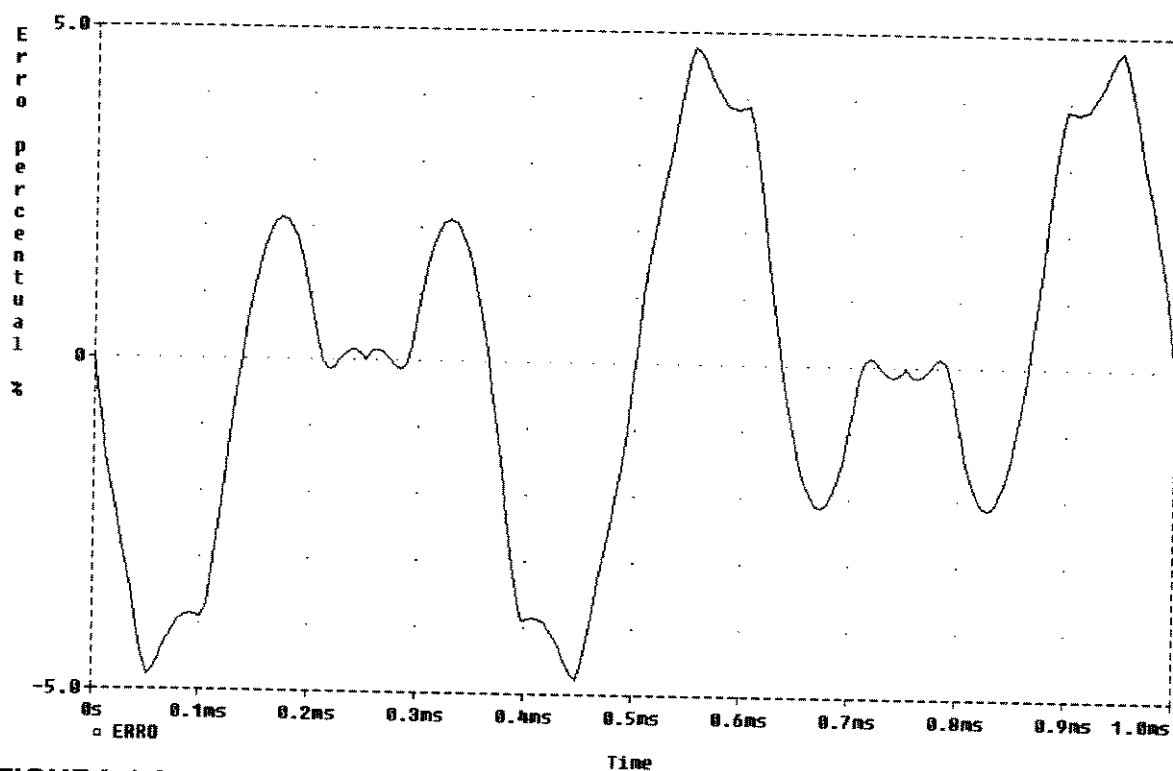
**FIGURA 1.3 - Senóide produzida pelo circuito que utiliza o método de aproximação por segmentos de reta.**



**FIGURA 1.4 - Derivada da função gerada pelo circuito que utiliza o método de aproximação por segmentos de reta.**



**FIGURA 1.5 - Superposição da senóide produzida pelo circuito que utiliza o método de aproximação por segmentos de reta e a função Seno ideal.**

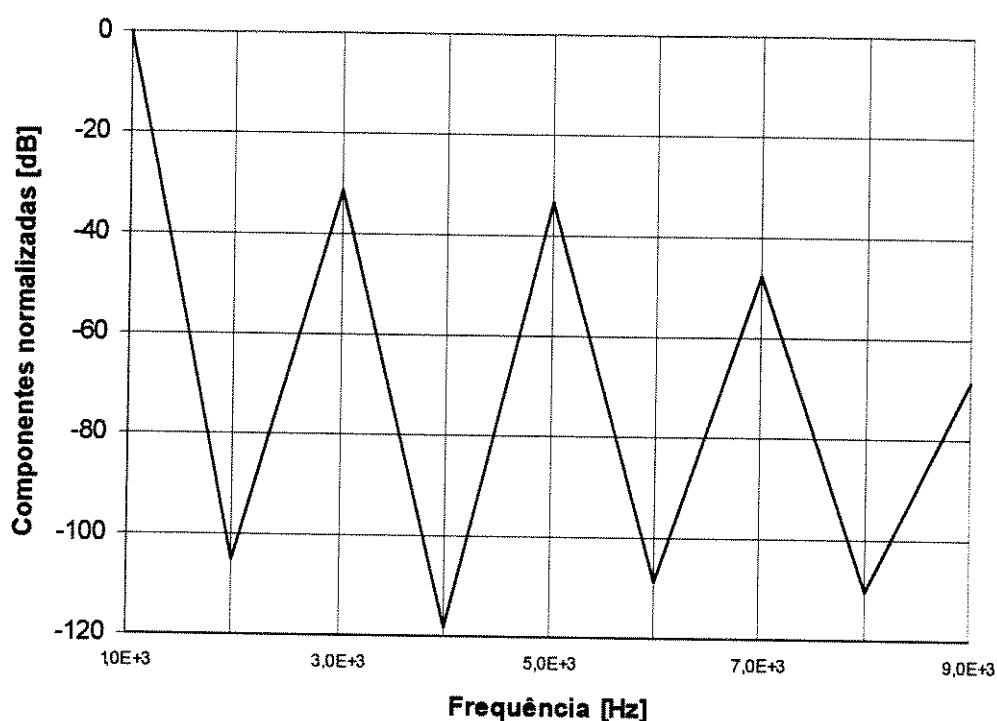


**FIGURA 1.6 - Erro percentual entre a função gerada pelo circuito que utiliza o método de aproximação por segmentos de reta e a função Seno ideal.**



Número da harmônica	Componente normalizada	Fase Normalizada [graus]
1	1.000E+00	0.000E+00
2	5.371E-06	3.933E+00
3	2.783E-02	3.600E+02
4	1.216E-06	4.036E+01
5	2.215E-02	1.948E-03
6	3.635E-06	3.267E+02
7	4.230E-03	1.800E+02
8	3.093E-06	1.853E+02
9	3.871E-04	1.795E+02

**TABELA 1.1 - Componente e fase normalizadas de Fourier da análise de transiente do circuito que utiliza o método de aproximação por segmentos de reta.**



**FIGURA 1.7 - Componentes normalizadas de Fourier da análise de transiente do circuito que utiliza o método de aproximação por segmentos de reta.**

Através da figura 1.4, observou-se claramente a descontinuidade na derivada da função gerada que corresponde aos pontos da mudança abrupta de inclinação. Na figura 1.6 é indicado o erro, tendo um máximo em torno de 5% e a figura 1.7 que é uma representação gráfica em dB das componentes normalizadas da tabela 1.1 (valores obtidos com o programa Pspice), indica

componentes indesejáveis nas frequências de 3KHz, 5KHz, 7KHz e 9KHz, apresentando distorção harmônica total (T.H.D.) de 3,58%.

### 1.3 - Método de Aproximação por Função Algébrica.

Algumas aproximações polinomiais tem sido desenvolvidas. A aproximação por uma série de Taylor/Maclaurin resultam numa aproximação precisa para um pequeno intervalo ao redor do ponto que é considerado. Métodos do tipo minimáx em que se estabelece o máximo erro admissível num determinado intervalo são muito importantes para a implementação em circuitos [6,7]. Geralmente, através destes métodos as funções são aproximadas por um polinômio racional, e para obter um melhor resultado devemos ajustar seus coeficientes.

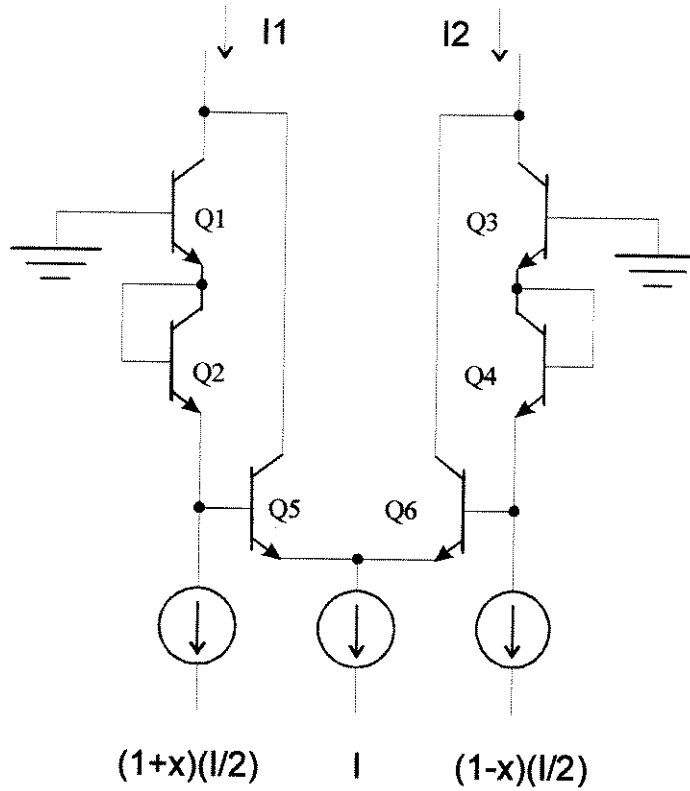
Uma aproximação bem simples da função Seno é o seguinte polinômio racional [3]:

$$P(x) = \frac{x(2k - 1 - x^2)}{(1 + x^2)} \quad (1.1)$$

Este polinômio é proporcional à  $\sin(\pi x)$  no intervalo  $(-1 \leq x \leq 1)$  tendo um erro máximo de 0,4%, deve-se fazer o coeficiente de ajuste  $k$  próximo de 1.

Uma melhor aproximação pode ser feita, mas para isso deve-se procurar um novo polinômio que melhor se ajuste à função desejada. Quanto melhor o ajuste maior o número de termos envolvidos.

Um circuito translinear para a aproximação da função desejada é mostrado na figura 1.8.



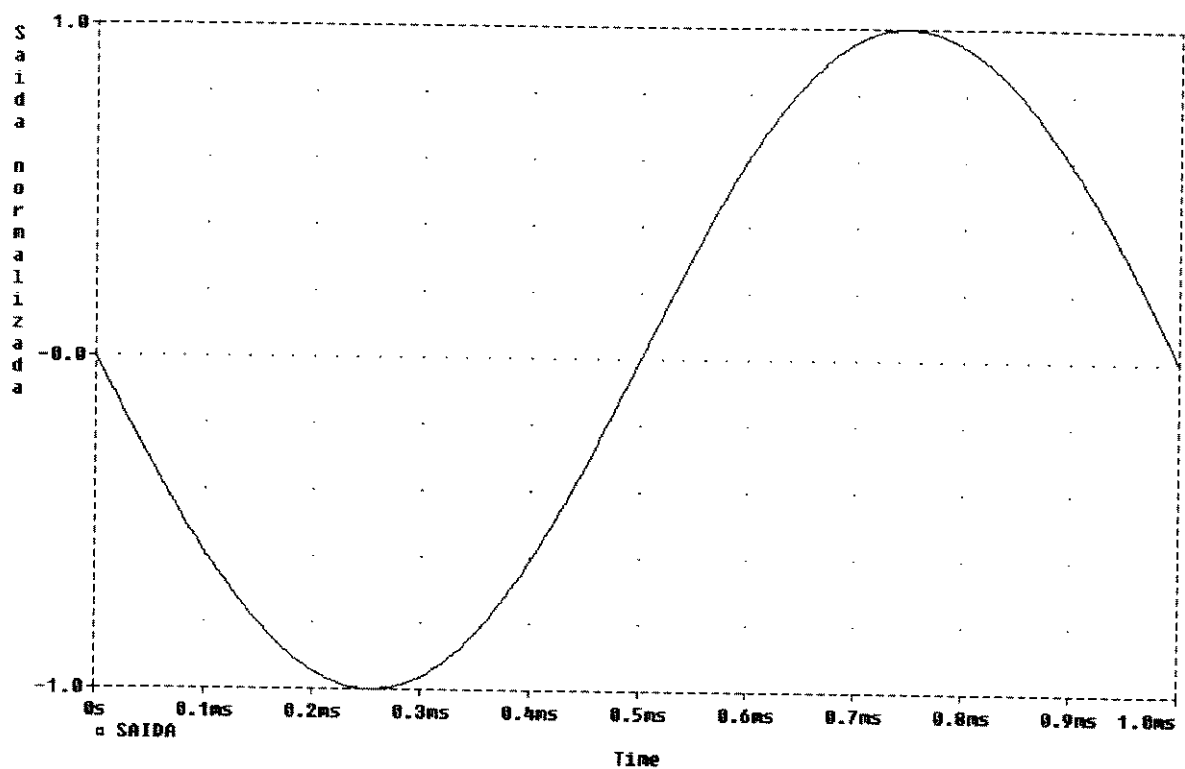
**Figura 1.8 - Circuito translinear para implementação da função Seno.**

Considerando-se que todos os transistores da figura 1.8 tenham mesma área, desprezando-se as correntes de base e aplicando o princípio translinear, tem-se a seguinte expressão:

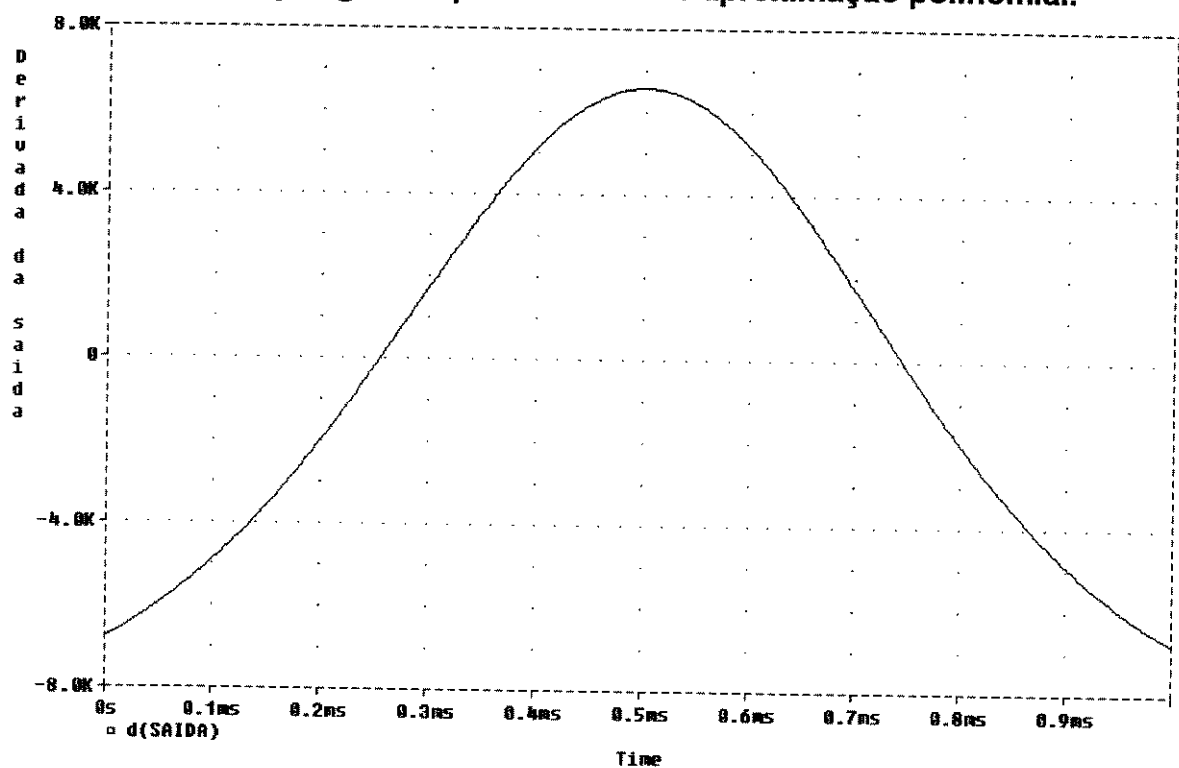
$$I_2 - I_1 = \frac{x \cdot I(1 - x^2)}{1 + x^2} \quad (1.2)$$

Esse resultado é o polinômio  $P(x)$  multiplicado pela constante  $I$ . Então a saída proporcional ao seno é dada pela diferença entre as correntes  $I_2$  e  $I_1$ .

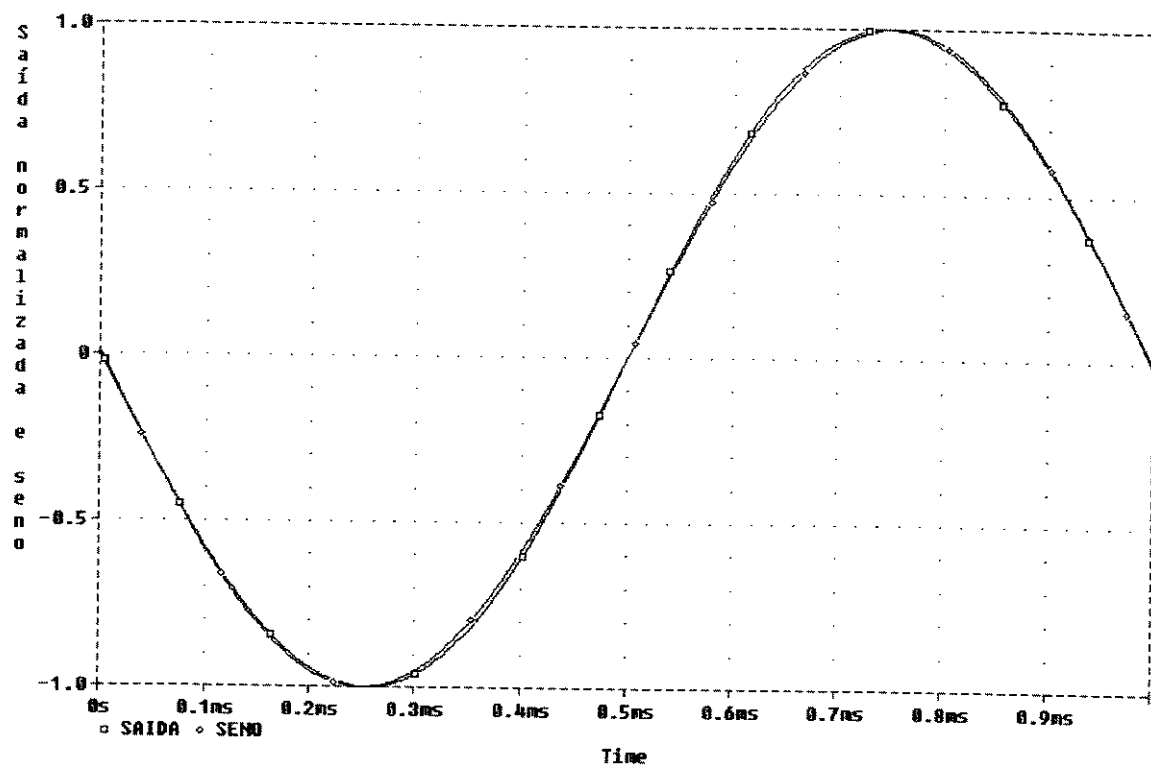
Simulou-se o circuito utilizando o programa PSpice, os resultados são ilustrados a seguir e os parâmetros dos transistores estão no apêndice G.



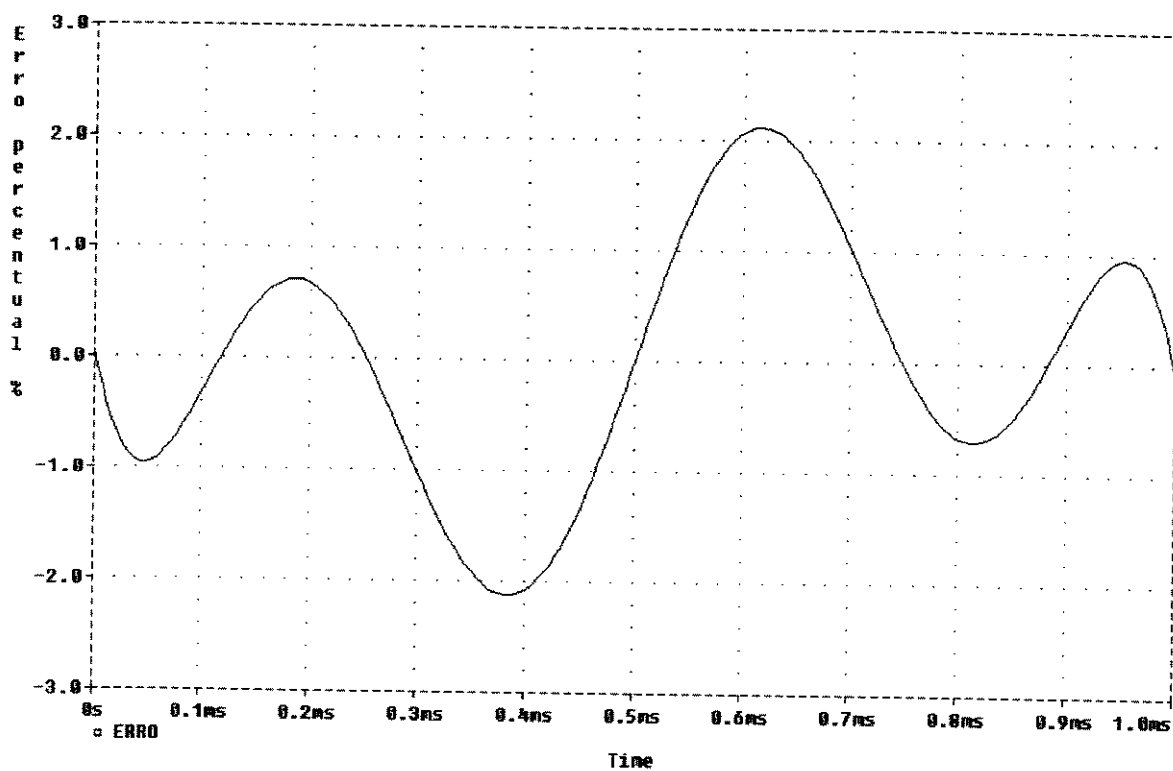
**FIGURA 1.9 - Função gerada pelo circuito de aproximação polinomial.**



**FIGURA 1.10 - Derivada da função gerada pelo circuito de aproximação polinomial.**



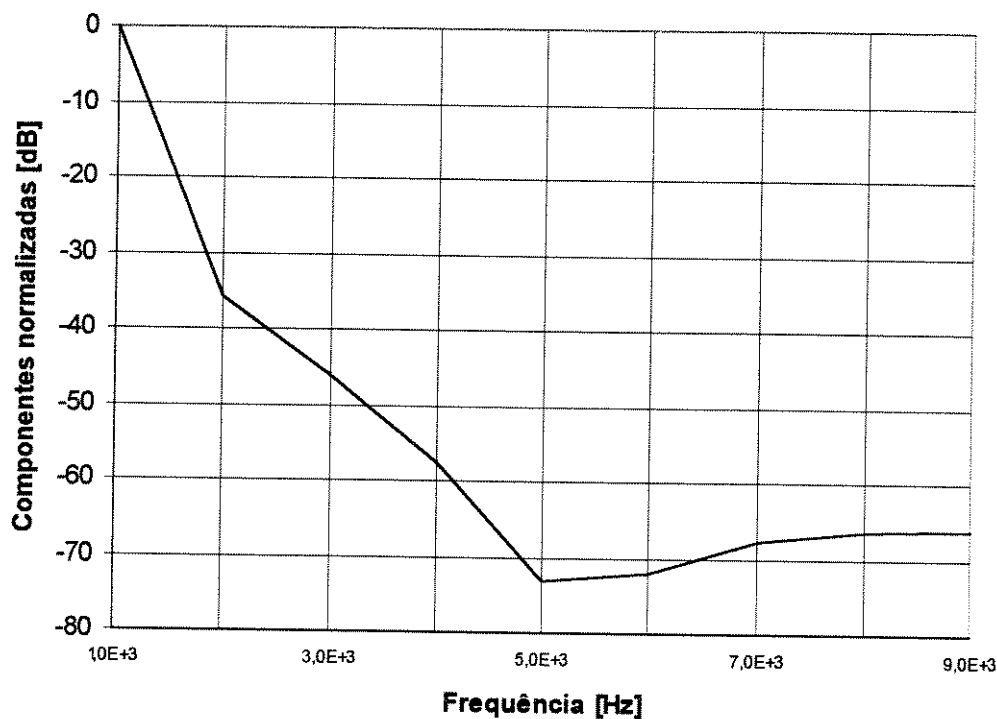
**FIGURA 1.11 - Superposição da função gerada pelo circuito de aproximação polinomial e função Seno.**



**FIGURA 1.12 - Erro percentual entre a função gerada pelo circuito de aproximação polinomial e a função Seno.**

Número da harmônica	Componente normalizada	Fase normalizada [graus]
1	1.000E+00	0.000E+00
2	1.610E-02	-1.796E+02
3	4.877E-03	-1.358E+00
4	1.315E-03	-4.995E+00
5	2.237E-04	-3.055E+01
6	2.515E-04	-1.534E+02
7	4.113E-04	-1.642E+02
8	4.756E-04	-1.664E+02
9	4.942E-04	-1.670E+02

**TABELA1.2 - Componente e fase normalizadas de Fourier da análise de transiente do circuito de aproximação polinomial.**

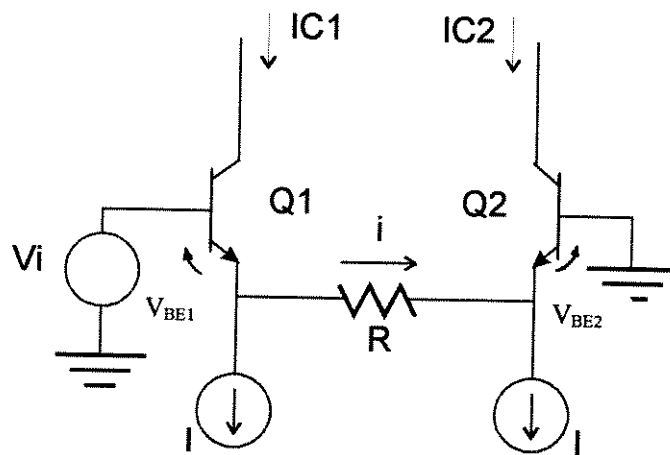


**FIGURA 1.13 - Componentes normalizadas de Fourier da análise de transiente do circuito de aproximação polinomial.**

A figura 1.10 indica uma boa continuidade na derivada da função gerada, na figura 1.12 observou-se um erro máximo em torno de 2% e a figura 1.13 mostra componentes indesejáveis principalmente na frequência de 2KHz , apresentando T.H.D. de 1,69%.

## 1.4 - O Par diferencial Como um Conversor de Onda Triangular para Senoidal.

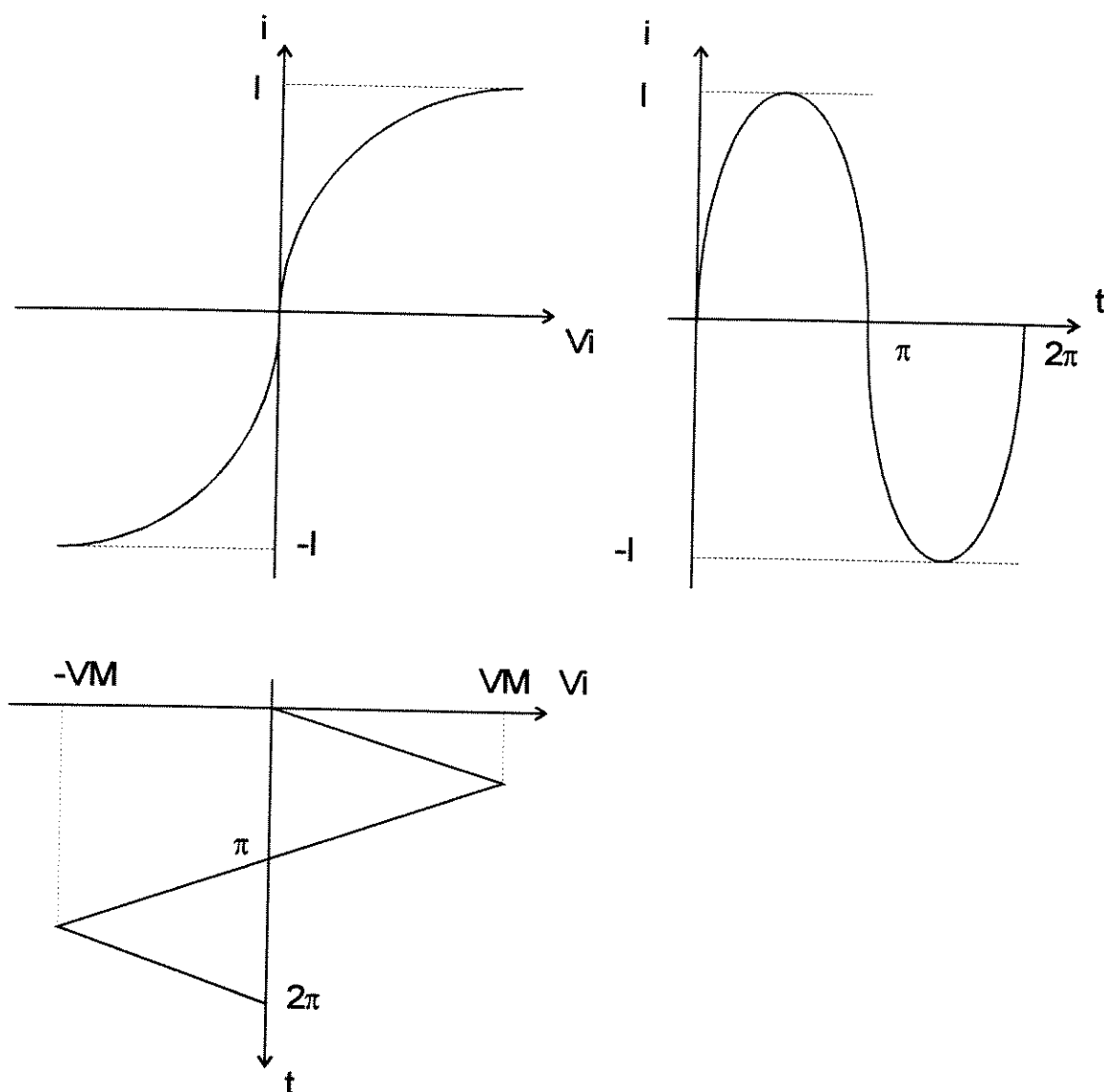
O circuito a seguir utiliza a característica tangente hiperbólica da função de transferência entre a tensão diferencial e corrente diferencial de saída em um par de transistores para produzir a função Seno a partir de um sinal de tensão triangular.[3]



**Figura 1.14 - Circuito do conversor de onda triangular senoidal**

A saída senoidal é obtida através da corrente que passa no resistor  $R$ , ou seja, pela diferença entre as correntes de coletores  $IC1$  e  $IC2$ . Deve-se assumir para a análise que o ganho de corrente dos dispositivos é grande o suficiente e que eles são devidamente casados.

Uma característica bem conhecida de um par diferencial é a curva da função de transferência de  $V_i$  por  $i$  (corrente através de  $R$ ). Isso é mostrado na figura 1.15. A inclusão de uma resistência de emissor permite que a curvatura seja ajustada para melhorar o formato da saída.



**Figura 1.15 - Função de transferência do par diferencial**

Quando uma onda triangular com uma amplitude apropriada é aplicada, a forma de onda na saída tem o formato de uma curvatura característica e pode-se aproximar a uma função Seno.

Baseados no circuito da figura 1.14, podemos fazer a seguinte análise:

$$V_i = V_{BE1} + iR - V_{BE2} \quad (1.3)$$



$$V_{BE1} = VT \ln \frac{IC1}{IS} \quad (1.4)$$

Sendo que  $IS$  é a corrente de saturação.

$$V_{BE2} = VT \ln \frac{IC2}{IS} \quad (1.5)$$

Substituindo 1.4 em 1.5 temos:

$$Vi = iR + VT \ln \frac{IC1}{IC2} \quad (1.6)$$

Se  $\alpha \cong 1$  para Q1 e Q2 então:

$$IC1 = I + i \quad (1.7)$$

$$IC2 = I - i \quad (1.8)$$

Substituindo 1.7 e 1.8 em 1.6 temos:

$$\frac{Vi}{VT} = \frac{i}{I} \left( \frac{IR}{VT} \right) + \ln \frac{1 + \frac{i}{I}}{1 - \frac{i}{I}} \quad (1.9)$$

O termo logaritmo da equação 1.9 pode ser expandido na seguinte série:

$$\ln \frac{1 + \frac{i}{I}}{1 - \frac{i}{I}} = 2 \frac{i}{I} + \frac{2}{3} \left( \frac{i}{I} \right)^3 + \frac{2}{5} \left( \frac{i}{I} \right)^5 + \dots \quad (1.10)$$

para

$$\frac{i}{I} < 1 \quad (1.11)$$

Substituindo 1.10 em 1.9 e simplificando, temos:

$$\frac{1}{\frac{IR}{VT} + 2} \frac{Vi}{VT} = \frac{i}{I} + \frac{2}{3} \frac{1}{\frac{IR}{VT} + 2} \left(\frac{i}{I}\right)^3 + \frac{2}{5} \frac{1}{\frac{IR}{VT} + 2} \left(\frac{i}{I}\right)^5 + \dots \quad (1.12)$$

A função desejada na saída do circuito é:

$$i = K1 \sin K2Vi \quad (1.13)$$

Sendo que K1 e K2 são constantes, então podemos escrever:

$$K2Vi = \arcsen \frac{i}{K1} \quad (1.14)$$

Expandindo 1.14 em série, temos:

$$K2Vi = \frac{i}{K1} + \frac{1}{6} \left(\frac{i}{K1}\right)^3 + \frac{3}{40} \left(\frac{i}{K1}\right)^5 + \dots \quad (1.15)$$

Comparando 1.12 e 1.15, observamos que devemos ajustar K1 e K2 para obter a função desejada, sendo necessário mas não suficiente que:

$$K1 = I \quad (1.16)$$

$$K2 = \frac{1}{\frac{IR}{VT} + 2} \frac{1}{VT} \quad (1.17)$$

A equação 1.16 mostra que  $I$  é o valor de pico da corrente de saída. Se a onda triangular de entrada tiver valor de pico igual a  $VM$  então para obter um Seno é necessário que:

$$K2.VM = \frac{\pi}{2} \quad (1.18)$$

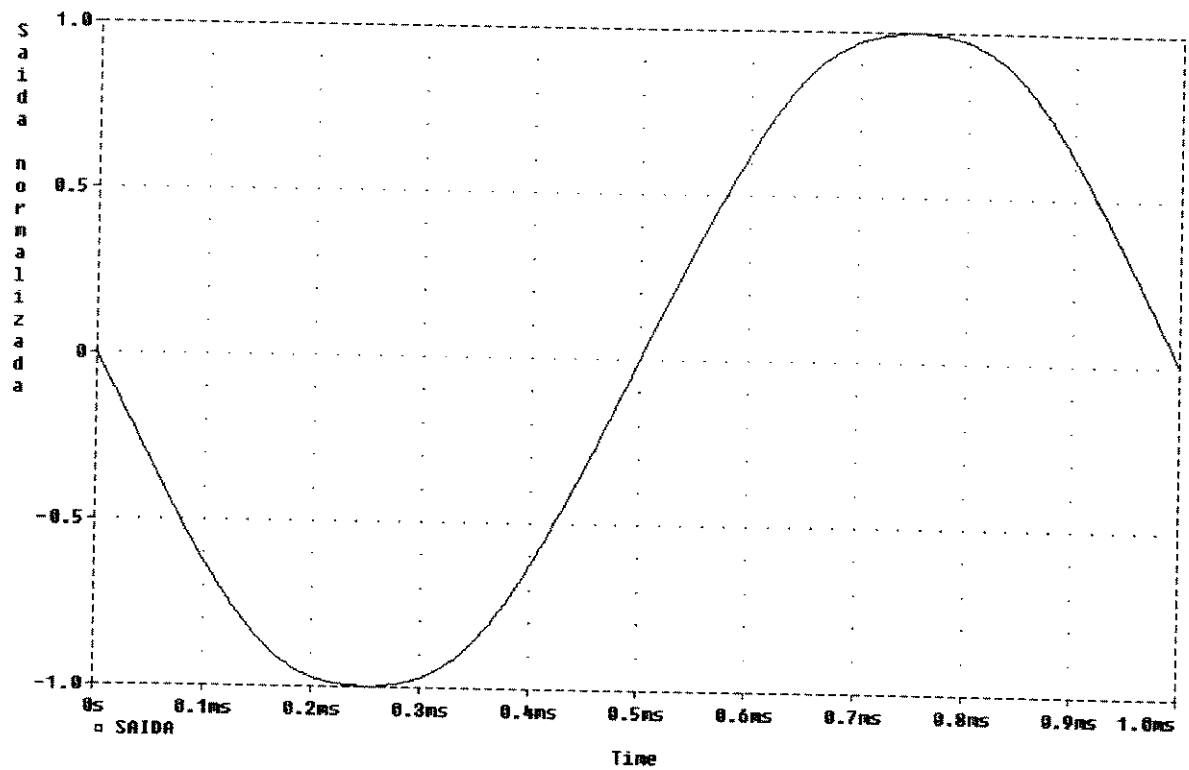
Substituindo 1.17 em 1.18 temos:

$$\frac{VM}{VT} = \pi + \frac{\pi}{2} \frac{IR}{VT} \quad (1.19)$$

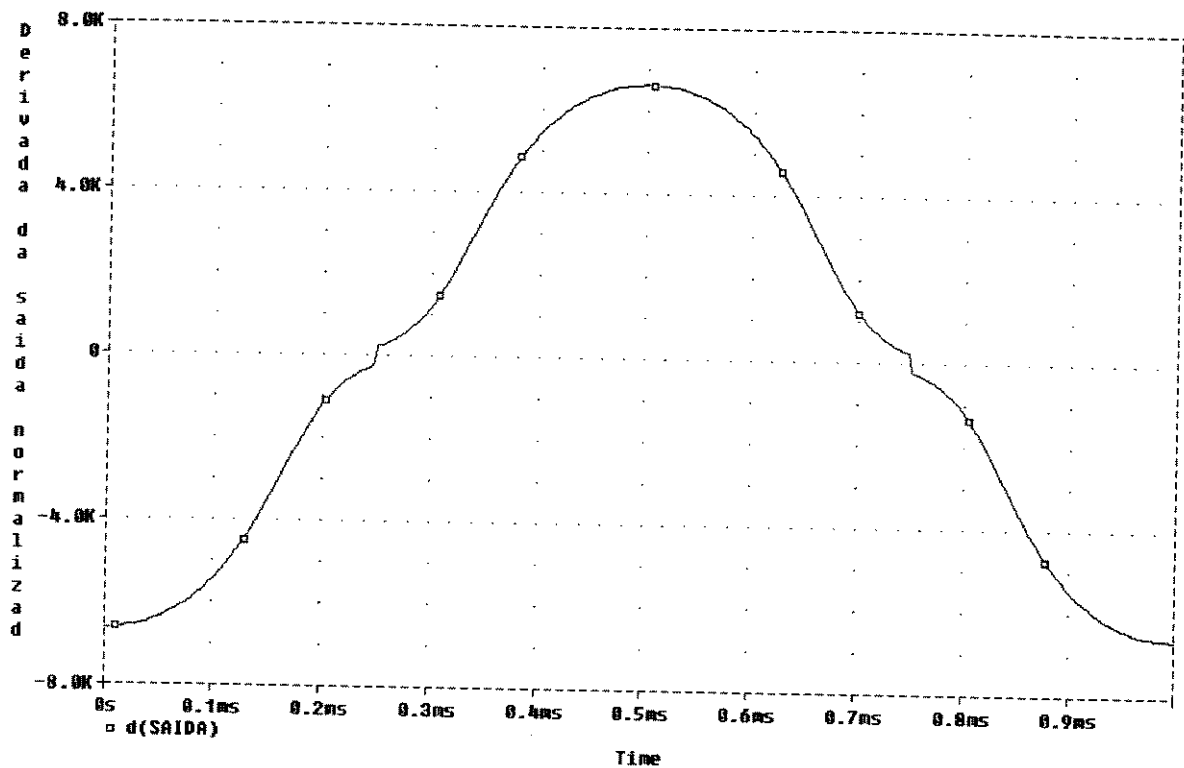
A equação 1.19 indica a amplitude normalizada da onda triangular para obter uma mínima distorção na saída.

Nessa análise, assumiu-se que os transistores Q1 e Q2 são perfeitamente casados, embora na prática descasamentos devam ocorrer gerando distorções causadas por efeitos de segunda ordem, que causam na prática distorções menores que 1%.[3]

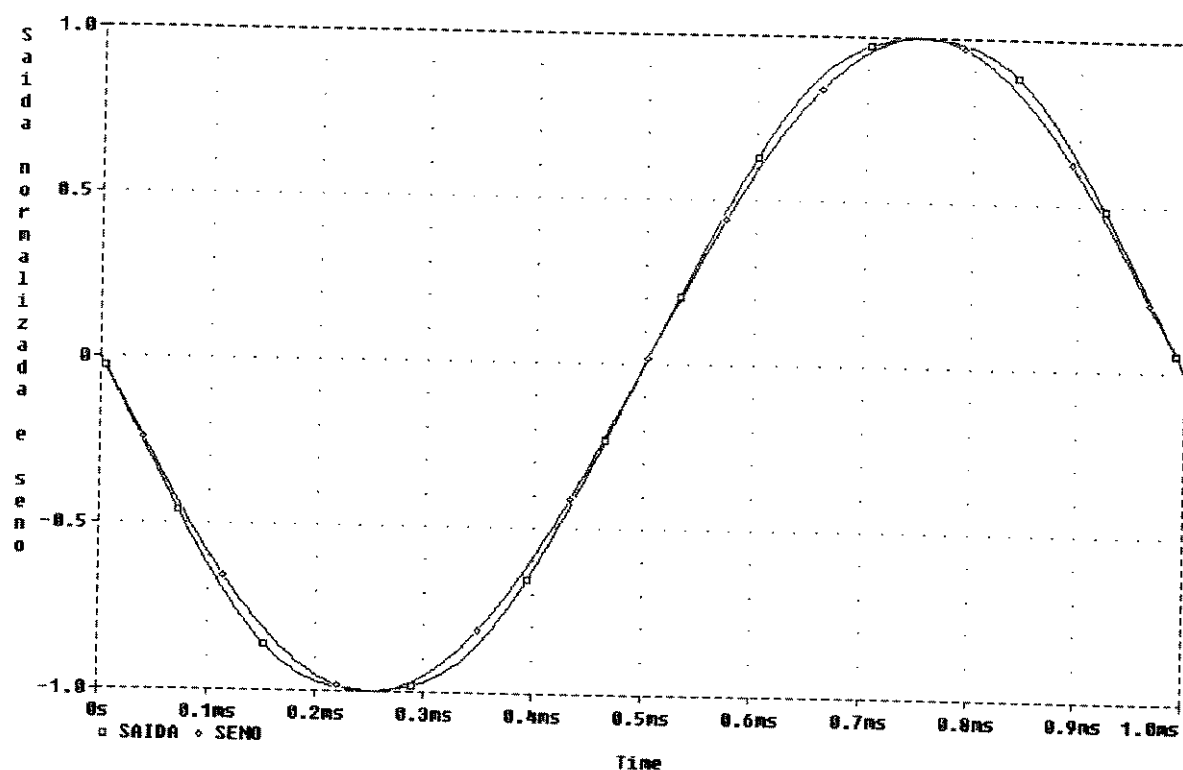
Simulou-se o circuito utilizando o programa PSPICE, os resultados são ilustrados a seguir e os parâmetros dos transistores estão no apêndice G.



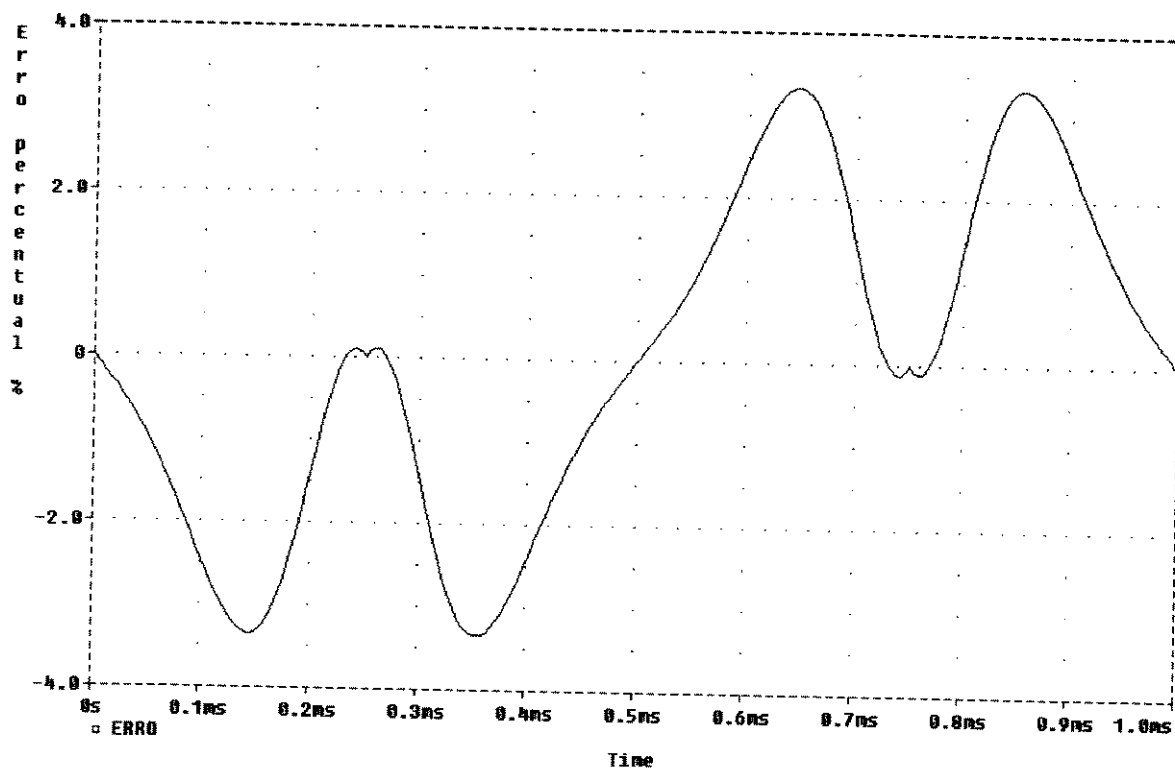
**FIGURA 1.16 - Função gerada pelo circuito par diferencial como conversor de onda triangular para senoidal.**



**FIGURA 1.17 - Derivada da função gerada pelo circuito par diferencial como conversor de onda triangular para senoidal**



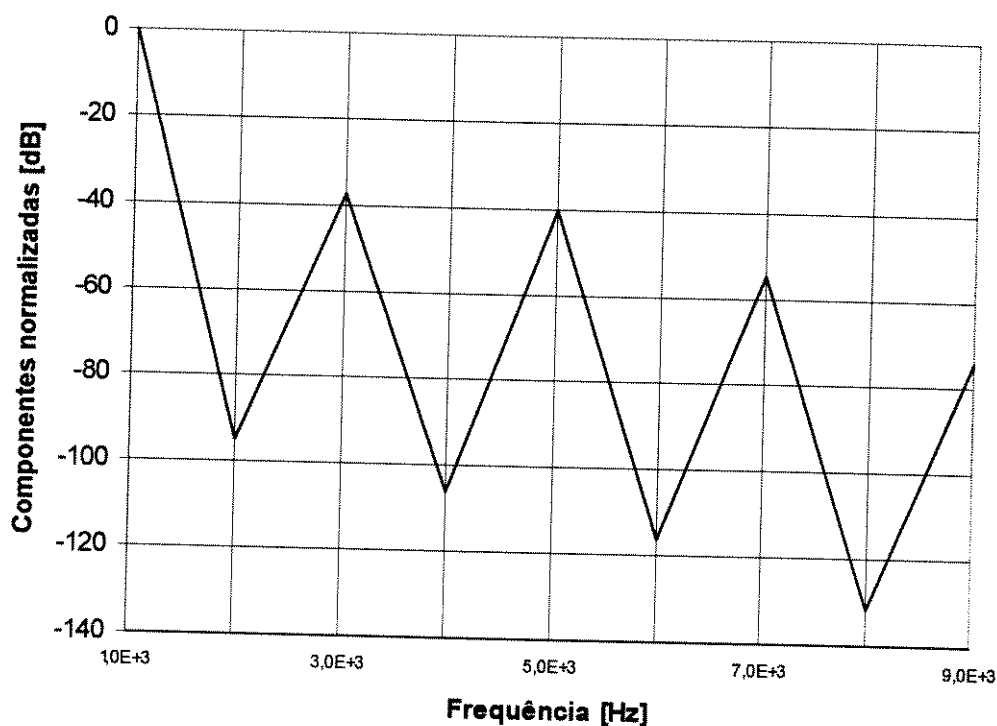
**FIGURA 1.18 - Superposição da função gerada pelo circuito par diferencial como conversor de onda triangular para senoidal e função Seno.**



**FIGURA 1.19 - Erro percentual entre a função gerada pelo circuito par diferencial como conversor de onda triangular para senoidal e a função Seno.**

Número da harmônica	Componente normalizada	Fase normalizada [graus]
1	1.000E+00	0.000E+00
2	1.806E-05	2.887E+02
3	1.327E-02	3.600E+02
4	5.024E-06	2.448E+02
5	9.686E-03	1.800E+02
6	1.581E-06	8.356E+01
7	1.816E-03	1.827E-03
8	2.617E-07	3.351E+02
9	1.973E-04	3.600E+02

**TABELA 1.3 - Componente e fase normalizadas de Fourier da análise de transiente do circuito par diferencial como conversor de onda triangular para senoidal**



**FIGURA 1.20 - Componentes de Fourier normalizadas da análise de transiente do circuito par diferencial como conversor de onda triangular para senoidal**

A figura 1.17 indica descontinuidades principalmente nos pontos  $\pm \frac{\pi}{2}$ , isso porque a função de transferência do par diferencial tem inclinação finita nestes pontos. Na figura 1.19 observa-se um erro máximo em torno de 3.5 % e a figura

1.20 indica componentes indesejáveis principalmente nas frequências de 3KHz, 5KHz e 7KHz. A distorção harmônica total da função gerada foi de 1,65%.

## 1.5 - Gerador Senoidal com Múltiplos Pares Diferenciais

Essa técnica baseia-se no fato de que o Seno pode ser aproximado por uma série de tangentes hiperbólicas, onde uma análise numérica sugere a seguinte relação para grandes valores de m.[5]

$$\sum_{n=-m}^m (-1)^n \tanh(x + n\alpha) \rightarrow \beta \sin \frac{\pi x}{\alpha} \quad (1.20)$$

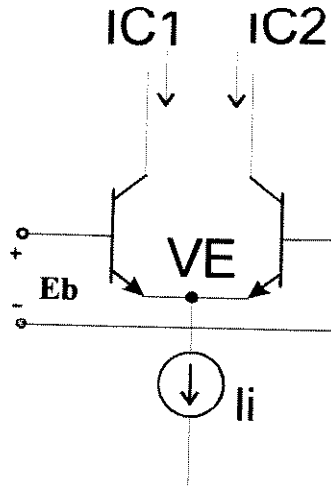
sendo necessário que:

$$\beta = \frac{4\pi}{\alpha} \exp(-\pi^2/2\alpha) \quad (1.21)$$

A maioria dos métodos empregados em geradores de funções analógicos está restrita à faixa de  $-90^\circ$  à  $+90^\circ$ . No caso particular do gerador senoidal com múltiplos pares diferenciais, a faixa de operação é estendida para  $-360^\circ$  à  $+360^\circ$ . A precisão do sinal produzido é bastante influenciada pelo “casamento” entre transistores que compõem o circuito, indicando que se trata de uma técnica apropriada à implementação integrada.

Cada par diferencial é polarizado com uma fonte de corrente conectada no terminal de seus emissores, li, tendo aplicada entre as suas bases uma diferença de potencial  $E_b$ .

A seguir é feita a análise para um único par diferencial, indicado na figura 1.21.



**Figura 1.21 - Circuito par diferencial para a análise da função de transferência**

Onde temos:

$$IC1 = IS \cdot \exp(V_{BE1}/VT) \quad (1.22)$$

$$IC2 = IS \cdot \exp(V_{BE2}/VT) \quad (1.23)$$

ou:

$$\Delta IC = IC1 - IC2 = IS [\exp(V_{BE1}/VT) - \exp(V_{BE2}/VT)] \quad (1.24)$$

e

$$Ii = IC1 + IC2 = IS [\exp(V_{BE1}/VT) + \exp(V_{BE2}/VT)] \quad (1.25)$$

Expressando o desbalanceamento do par por  $Eb$ , então:

$$V_{BE1} = -VE + \frac{Eb}{2} \quad (1.26)$$

e

$$V_{BE2} = -VE - \frac{Eb}{2} \quad (1.27)$$



Substituindo (1.26) e (1.27) em (1.24) e (1.25) e utilizando a seguinte identidade trigonométrica:

$$\tanh x = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} \quad (1.27)$$

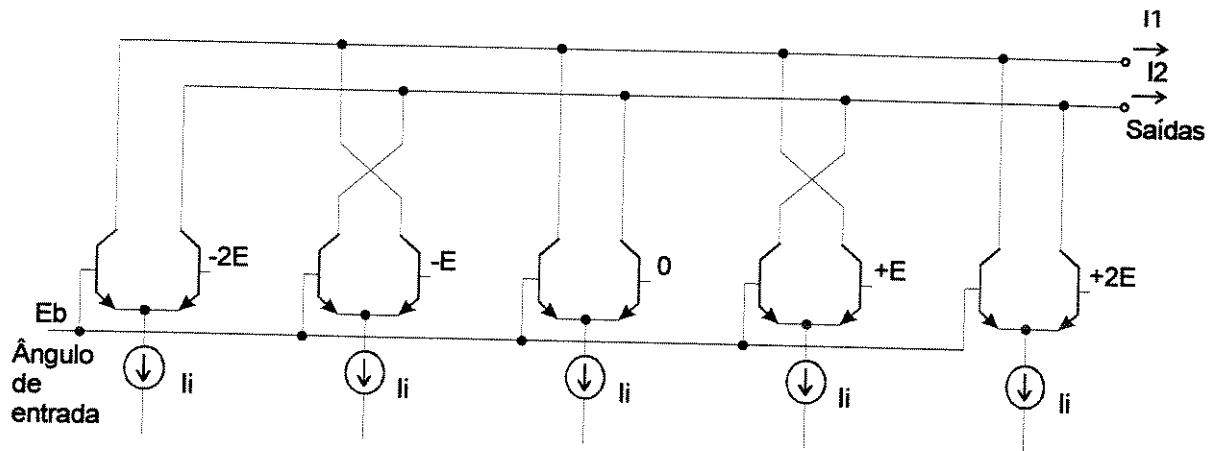
Temos que a diferença entre as correntes de coletor de cada par é expressa por::

$$\Delta IC = I_i \cdot \tanh \frac{Eb}{2 \cdot VT} \quad (1.28)$$

A função Seno tem derivada zero para argumentos  $\pm m\pi/2$ , o circuito baseado em um simples par diferencial tem uma inclinação finita nos pontos  $\pm \pi/2$ . Seria então desejável a solução desse problema e mais que isso, aumentar a continuidade da função seno para faixas maiores que o intervalo  $+\pi/2$  e  $-\pi/2$ .

Isso pode ser resolvido com um circuito que combina a saída de vários estágios de pares diferenciais com coletores conectados alternadamente conforme ilustra a figura 1.22.

Uma condição necessária para o funcionamento deste circuito é que a queda de tensão entre os pares siga uma progressão aritmética dada por  $nE$ , onde  $-m \leq n \leq m$  e  $m = (N_i - 1)/2$ , sendo que  $N_i$  é o número de estágios.



**Figura 1.22 - Circuito para geração da soma de funções tangente hiperbólica**

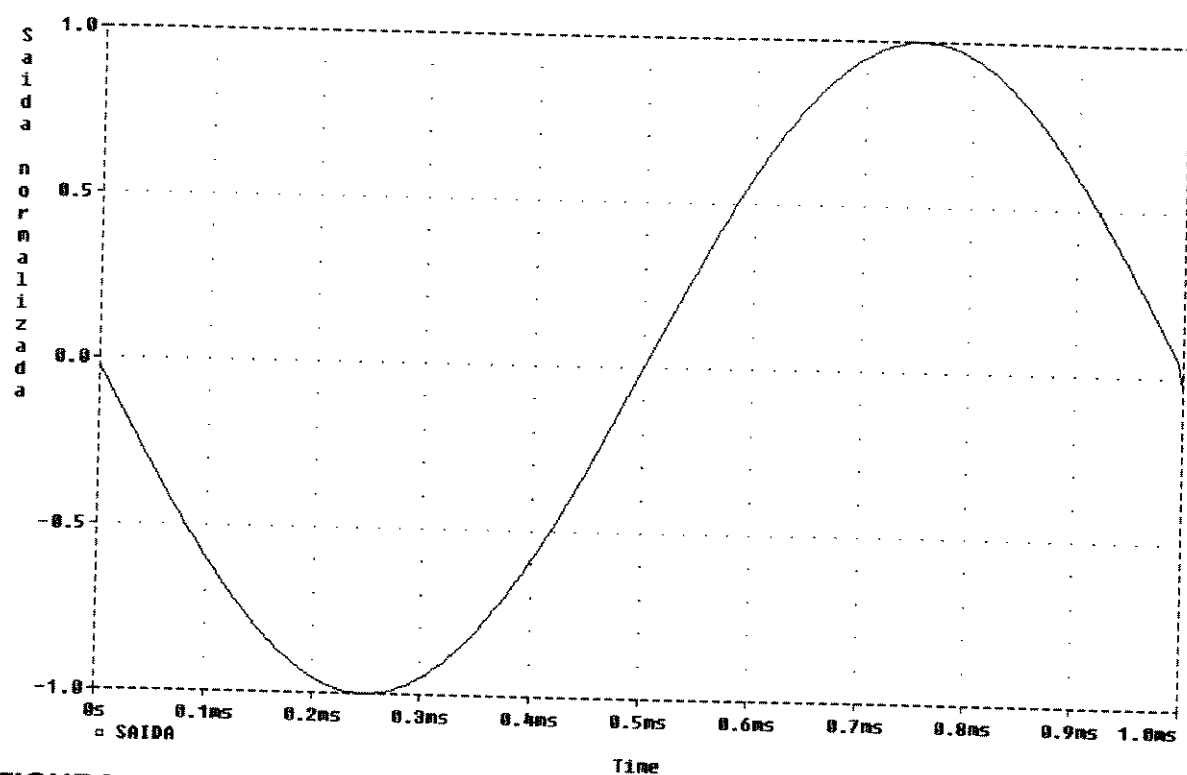
Então a função de transferência deste circuito torna-se:

$$f(Eb) = \sum_{n=-m}^m (-1)^n \tanh \frac{Eb + nE}{2kT/q} \quad (1.29)$$

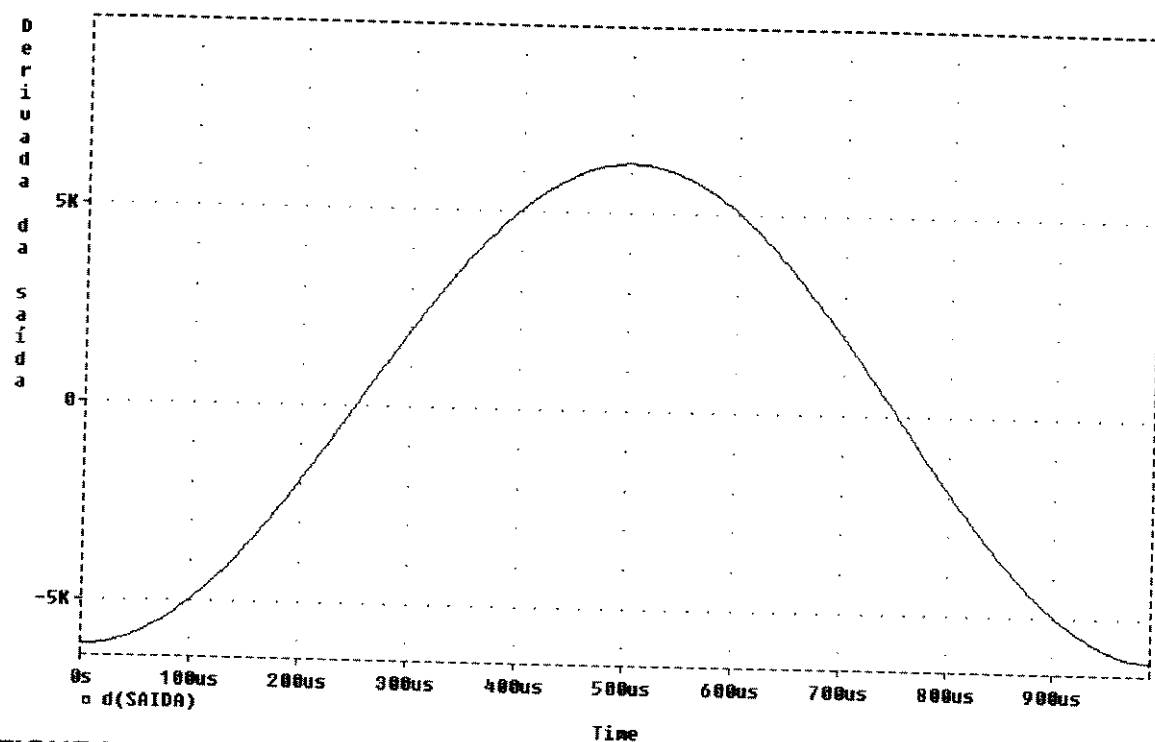
Com a correta escolha das tensões de *offset*  $E$  pode-se fazer a aproximação muito precisa da função Seno.

A saída do circuito é a diferença entre as correntes  $I1$  e  $I2$ .

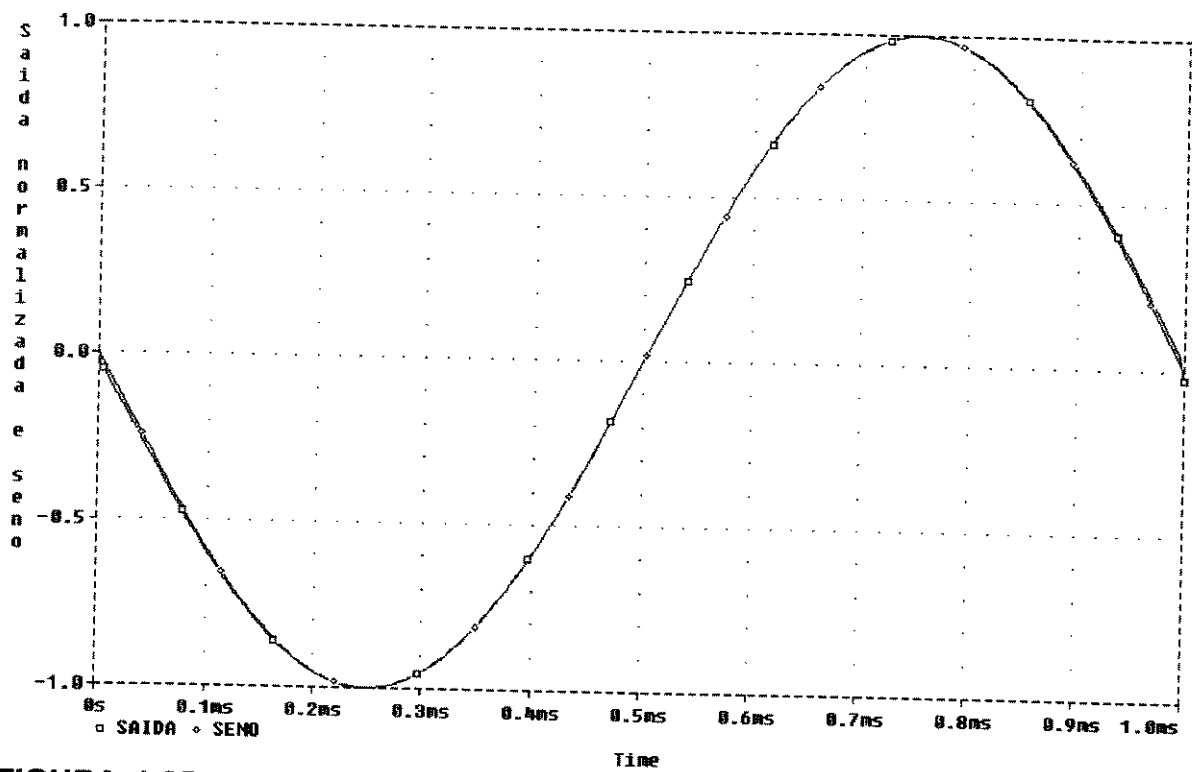
Simulou-se o circuito utilizando o programa PSpice, os resultados são ilustrados a seguir e os parâmetros dos transistores estão no apêndice G.



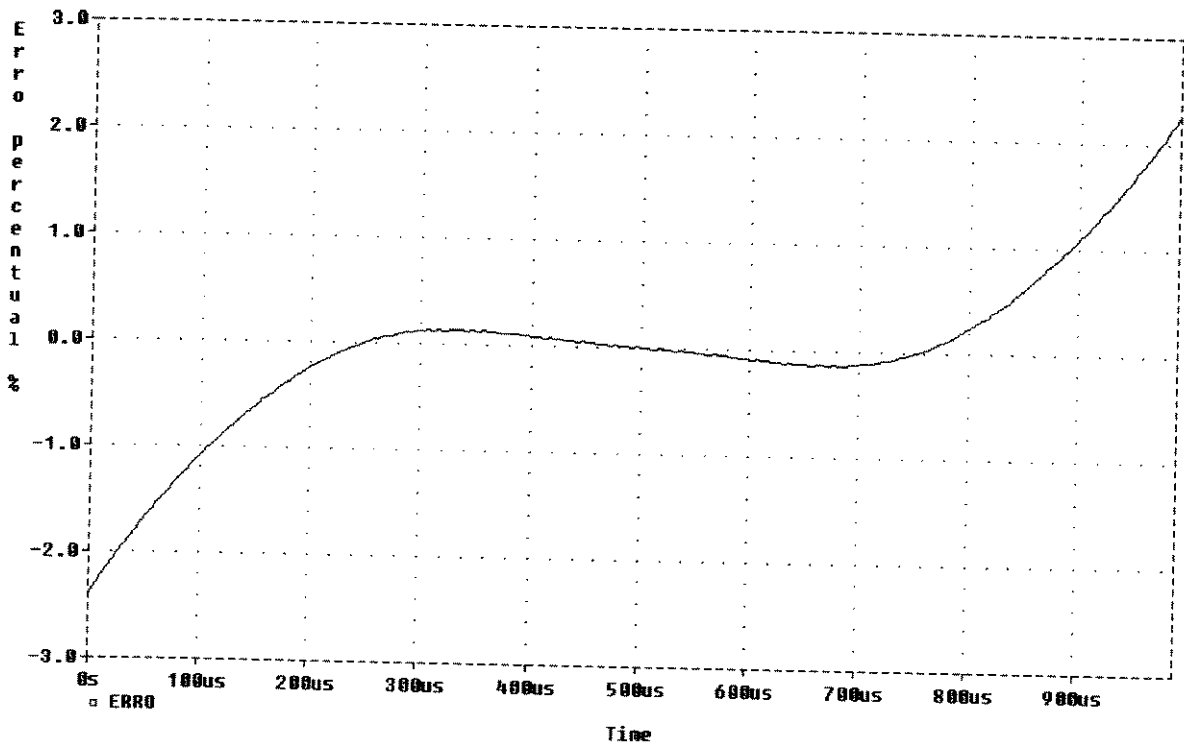
**FIGURA 1.23- Função gerada pelo circuito com múltiplos pares diferenciais.**



**FIGURA 1.24 - Derivada da função gerada pelo circuito com múltiplos pares diferenciais.**



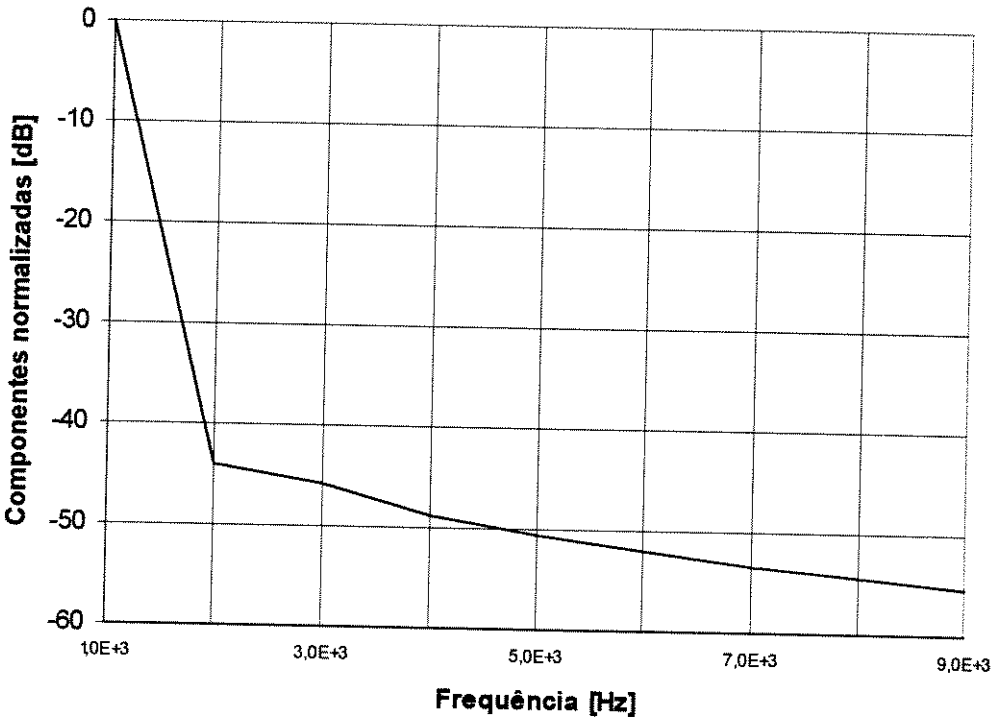
**FIGURA 1.25 - Superposição da função gerada pelo circuito com múltiplos pares diferenciais e função Seno.**



**FIGURA 1.26 - Erro percentual entre a função gerada pelo circuito com múltiplos pares diferenciais e a função Seno.**

Número da harmônica	Componente normalizada	Fase normalizada [graus]
1	1.000E+00	0.000E+00
2	6.320E-03	2.005E+00
3	5.115E-03	5.614E+00
4	3.634E-03	3.704E+00
5	2.960E-03	4.600E+00
6	2.493E-03	5.374E+00
7	2.157E-03	6.335E+00
8	1.894E-03	7.325E+00
9	1.690E-03	8.192E+00

**TABELA 1.4 - Componente e fase normalizadas de Fourier da análise de transiente do circuito com múltiplos pares diferenciais.**



**FIGURA 1.27 - Componentes normalizadas de Fourier da análise de transiente do circuito com múltiplos pares diferenciais.**

A figura 1.24 indica que a derivada da função gerada é bem contínua, na figura 1.26 observa-se que o erro máximo da função gerada está em torno de 2% e a figura 1.27 indica uma boa pureza na função espectral obtida com poucos componentes indesejáveis em frequências diferentes de 1KHz. A distorção harmônica total obtida foi de 1,03%.

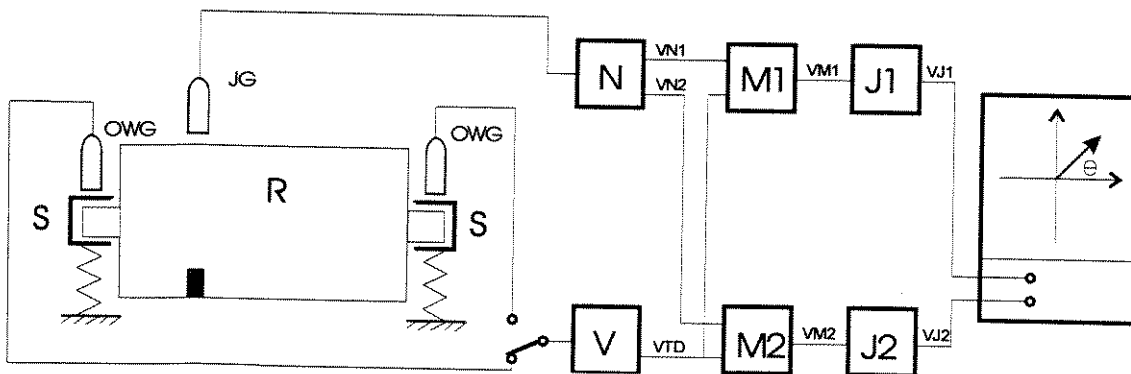
## CAPÍTULO II

### Balanceamento Wattimétrico

#### 2.1 - Exemplo de aplicação do método

Como exemplo de aplicação do Voltímetro Vetorial tem-se o caso do balanceamento de um rotor [8], cujo funcionamento é descrito a seguir, com base na figura 2.1.

Balanceamento Wattimétrico:



**Figura 2.1 -Esquema do balanceamento de um rotor pelo método Wattimétrico**

Descrição dos Componentes do Sistema:

**JG** - medidor de rotação (tacômetro)

**OWG** - sensor de deslocamento

**R** - rotor

**S** - mancal

**V** - transdutor de deslocamento

**N** - gerador de funções, Seno e Coseno

**M1 e M2** - multiplicadores

**J1 e J2** - filtros, amostram o valor médio do sinal

## 2.2 - Modelo Matemático:

Os detetores de deslocamento são transdutores nos quais o sinal elétrico de saída é proporcional ao deslocamento linear do ponto onde há interesse em medir o movimento. O sinal proveniente do transdutor de deslocamento informa a velocidade de rotação e o desbalanceamento do rotor e pode ser caracterizado por:

$$V_{TD} = a.\text{sen}(wt + \theta) + s(t) \quad (2.1)$$

Sendo que:

$a$  é o módulo do desbalanceamento

$w$  é a frequência em radianos da rotação

$\theta$  é a direção angular do desbalanceamento

O sinal  $s(t)$  representa as perturbações periódicas (ruídos),

$$s(t) = \sum_n a_n . \text{sen}(w_n t + \theta_n) \quad (2.2)$$

O bloco N recebe o sinal do tacômetro (onda quadrada) e produz dois sinais: Um senoidal e um cosenoidal em fase com o sinal de rotação, que são representados pelas seguintes expressões:

$$V_{N1} = b.\text{sen } wt \quad (2.3)$$

$$V_{N2} = b.\cos wt \quad (2.4)$$

A operação a seguir consiste em multiplicar a equação (2.1) por (2.3) e também por (2.4). A operação pode ser realizada por dois **wattímetros**, onde a primeira bobina é ligada com o sinal da equação (2.1) e a segunda bobina, uma vez com (2.3) e outra com (2.4). (M1 e M2 são os multiplicadores). Obtem-se assim, como resultado da multiplicação:

$$V_{M1} = [a.\text{sen}(wt + \theta) + s(t)].b.\text{sen } wt \quad (2.5)$$

$$V_{M2} = [a.\text{sen}(wt + \theta) + s(t)].b.\text{cos } wt \quad (2.6)$$

Os blocos J1 e J2 determinam a componente média do sinal em um período. Desenvolvendo o resultado de J1, tem-se:

$$V_{J1} = \frac{1}{kT} \int_0^{kT} [a.\text{sen}(wt + \theta) + s(t)].b.\text{sen } wt .dt \quad (2.7)$$

De acordo com o desenvolvimento mostrado no apêndice A, tem-se:

$$V_{J1} = \frac{a.b}{kT} \left\{ \cos\theta \left[ \int_0^{kT} \text{sen}^2 wt .\partial t \right] + \frac{\text{sen}\theta}{2} \int_0^{kT} \text{sen } 2.wt .dt \right\} \quad (2.8)$$

$$V_{J1} = \frac{a.b}{kT} .\cos\theta .\frac{kT}{2} + \frac{a.b}{2} .\text{sen}\theta \Big|_0^{kT} \quad (2.9)$$

$$V_{J1} = \frac{a.b}{2} \cos\theta \quad (2.10)$$



O sinal de J2 pode ser representado da seguinte forma:

$$V_{J2} = \frac{1}{kT} \int_0^{kT} [a \cdot \sin(\omega t + \theta) + s(t)] \cdot b \cdot \cos \omega t \cdot dt \quad (2.11)$$

De forma análoga ao desenvolvimento anterior, tem-se:

$$V_{J2} = \frac{a \cdot b}{2} \sin \theta \quad (2.12)$$

Os dois sinais  $V_{J1}$  e  $V_{J2}$ , podem compor um sistema de coordenadas cartesianas, onde o primeiro representa a coordenada x e o segundo a coordenada y. Sendo assim, esse sistema indica com precisão o módulo e a fase do desbalanceamento do rotor, essa informação pode ser visualizada na figura 2.2.

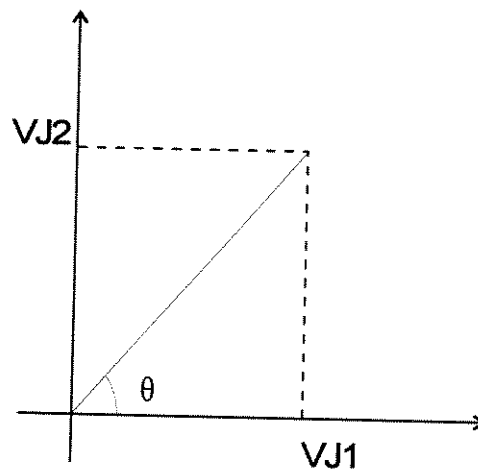


Figura 2.2 - Vetor caracterizado pelas saídas do Método Wattimétrico

## CAPÍTULO III

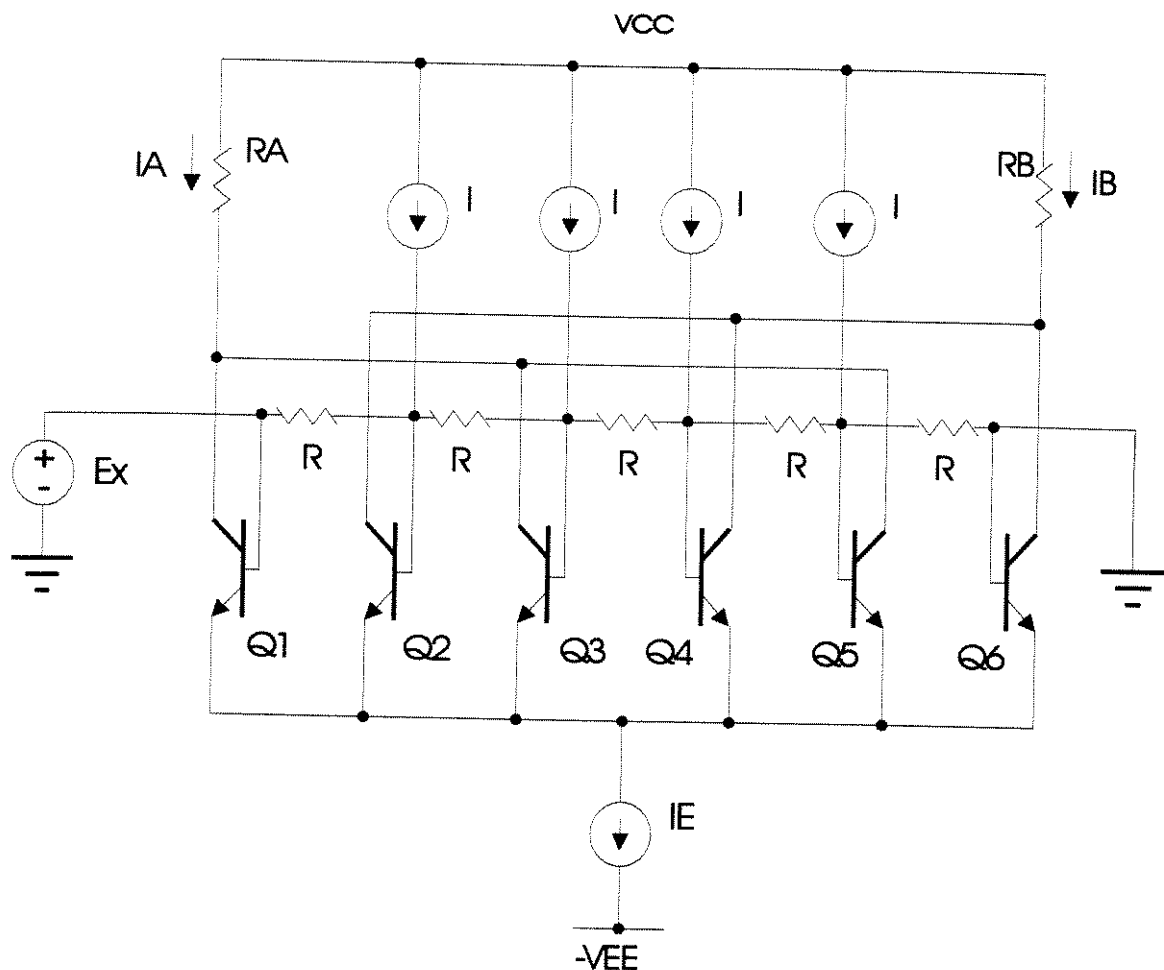
### Gerador Senoidal de Gilbert e a Influência da Corrente de Base em seu Equacionamento.

#### 3.1 - Gerador Senoidal de Gilbert

Além do circuito gerador de Seno descrito no item 1.5, Gilbert propôs um outro circuito baseado no mesmo princípio, ou seja, onde a soma de correntes resultante da saída obedece a uma série exponencial que converge para a função Seno[9]. Uma descrição mais detalhada da técnica é feita no apêndice B.

Este circuito, cujo esquemático é mostrado na figura 3.1 tem algumas propriedades interessantes, por exemplo:

- 1) Cada transistor adiciona  $\pi$  radianos à faixa de conversão.
- 2) O escalonamento é estável com temperatura, pois a função cruza o zero exatamente em  $\pm nE_b$ , onde  $n$  é um inteiro e  $E_b = I.R$ , sendo que  $I$  é a corrente que percorre os resistores e  $R$  são os resistores entre bases, como pode ser visto na figura 3.1.
- 3) A amplitude do sinal de saída é ajustada através de  $I_E$ , que é a corrente de polarização dos transistores.



**Figura 3.1 - Gerador Senoidal de Gilbert**

O circuito é constituído de  $N$  transistores bipolares, onde  $N$  deve ser um número par,  $N-1$  resistores de valor igual a  $R$ ,  $N-2$  fontes de corrente com valor igual a  $I$ , além de uma fonte de corrente  $I_E$ . A rede pode ser constituída por transistores NPN (como na figura) ou por seu complementar PNP. Na figura acima  $N=6$ .

A diferença de potencial entre os terminais da linha de resistores controla o ângulo equivalente instantâneo da função gerada. A tensão de polarização  $E_b = I \cdot R$ , determina o fator de escalonamento angular, conforme indica a equação B7.

A análise do Gerador Senoidal feita anteriormente por Gilbert, não leva em conta a influência das imperfeições dos transistores bipolares, tais como, corrente de base e nem a alteração do índice de eficiência [item 4.3] com a mudança de IE.

### 3.2 - Efeito da corrente de base no Gerador Senoidal de Gilbert

Tendo em vista que os resultados reportados na literatura relacionados a análise deste circuito [9], partem do princípio de que os transistores têm *beta* suficientemente alto que permita desprezar a corrente de base, certas imprecisões do circuito não são evidenciadas. Por esta razão, é feita em seguida uma análise deste circuito, levando em conta a corrente de base. É importante ressaltar que nesta análise não foi admitida a aproximação de *beta* constante uma vez que os transistores estão sujeitos a uma grande variação do nível de corrente de polarização.

Partindo do desenvolvimento anterior de Gilbert (Apêndice B), tem-se que a tensão na base de cada um dos transistores bipolares ( $V_{bn}$ , onde  $n$  é o número que identifica o transistor) resulta da superposição de duas componentes, uma componente fixa, que é devida à corrente de polarização  $I$ , dada pela equação seguinte

$$V_{b,n} = (n-1) \left\{ \frac{(N-n)I.R}{2} \right\} \quad (3.1)$$

e a segunda componente é variável, sendo resultante da divisão da tensão  $E_x$  ao longo dos resistores  $R$ , dada por:

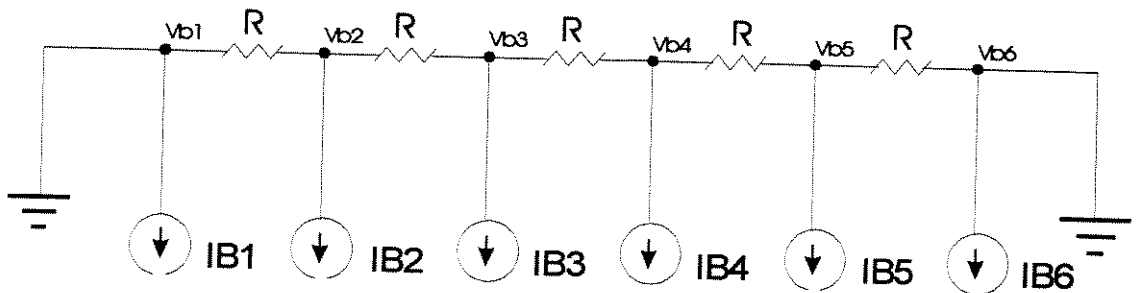
$$V_{b_{III}n} = (n-1) \left( \frac{Ex}{N-1} \right) \quad (3.2)$$

Levando-se em conta a corrente de base, uma terceira componente deverá ser somada à tensão  $V_{bn}$ .

Essa terceira componente,  $V_{b_{III}n}$ , é variável, pois depende diretamente de  $I_C$  e  $\beta$  que não são constantes, portanto para cada valor de  $I_C$  há um correspondente  $\beta$ . Destes valores resulta a corrente de base, sendo que:

$$I_{Bn} = \frac{I_{Cn}}{\beta(I_{Cn})} \quad (3.3)$$

Seja, por exemplo,  $N=6$ :



**Figura 3.2 - Influência das correntes de base no cálculo das tensões de base.**

$$V_{b_{III}1} = V_{b_{III}6} = 0 \quad (3.4)$$

$$V_{b_{III}2} = \left( \frac{4}{5} I_{B2} + \frac{3}{5} I_{B3} + \frac{2}{5} I_{B4} + \frac{1}{5} I_{B5} \right) R \quad (3.5)$$

$$Vb_{III\ 3} = Vb_{III\ 2} + \left( \frac{3}{5} IB3 + \frac{2}{5} IB4 + \frac{1}{5} IB5 - \frac{1}{5} IB2 \right) R \quad (3.6)$$

$$Vb_{III\ 4} = Vb_{III\ 3} + \left( \frac{1}{5} IB2 + \frac{2}{5} IB3 - \frac{2}{5} IB4 - \frac{1}{5} IB5 \right) R \quad (3.7)$$

$$Vb_{III\ 5} = Vb_{III\ 4} + \left( \frac{1}{5} IB5 - \frac{3}{5} IB4 - \frac{2}{5} IB3 - \frac{1}{5} IB2 \right) R \quad (3.8)$$

Incorporando essa nova contribuição para o cálculo da tensão  $VB_{Tn}$ , que é a tensão de base total, resultante das três componentes, tem-se:

$$VB_{Tn} = Vb_{I1n} + Vb_{II n} - Vb_{III n} \quad (3.9)$$

Pode-se agora analisar o Gerador Senoidal de Gilbert com o efeito das correntes de base.

Para o estudo da influência das correntes de base do Gerador Senoidal foi desenvolvido um algoritmo no programa Matlab, listado no apêndice C, que calcula as tensões de base englobando a terceira componente, discutida anteriormente. Esse algoritmo utiliza a relação exponencial das correntes no transistor com a tensão de base emissor, fazendo uso do desenvolvimento descrito no apêndice C, pode-se estabelecer os seguintes valores, que foram utilizados no cálculo:

Número de transistores que compõem a rede,  $N=6$

Tensão Termodinâmica,  $V_T=25mV$

Corrente de polarização  $I=75\mu A$

Resistores interbase  $R=1K\Omega$

Corrente de emissor  $I_E=50\mu A$

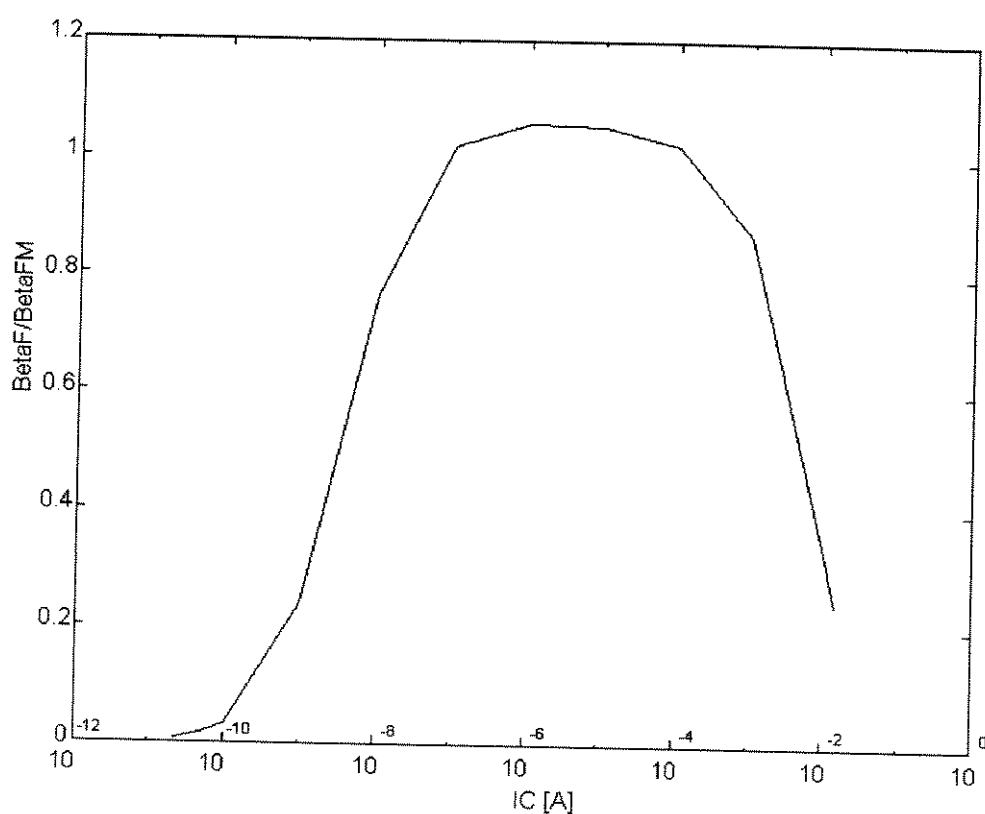
Dados do transistor:

Corrente de saturação,  $I_S=11,05E-18A$

Área de emissor, Área E=  $5\mu m \times 1,2\mu m$

Beta direto máximo,  $\beta_{FM} = 127$

Com um transistor do processo BiCMOS  $1.2\mu$ , simulou-se, usando o programa PSPICE a variação de  $\beta$  com a corrente de coletor, obtendo o seguinte resultado, os valores de  $\beta$  estão normalizados por  $\beta_{FM}$ .



**Figura 3.3 - Variação de  $\beta$  com  $I_C$  do transistor bipolar do processo BiCMOS  $1.2\mu m$  da AMS.**

Essa curva foi empregada para o ajuste de beta no processo de cálculo do algoritmo.

A variável VRAMPA foi de -750mV à 750mV, suficiente para gerar um seno numa faixa de  $4\pi$ .

O índice de eficiência, definido pela equação B14, página 126, é dado por:

$$\eta = 2 \exp \left\{ -\frac{\pi^2}{2\alpha} \right\}$$

sendo que:

$$\alpha = \frac{I \cdot R}{VT} = 3$$

então:

$$\eta = 0,386$$

A amplitude máxima do seno gerado é definida pela corrente de emissor, IE, multiplicada pelo índice de eficiência,

$$\eta \cdot IE = 19,30 \mu A$$

Com o objetivo de comparar o efeito das correntes de base no gerador senoidal de Gilbert, fez-se a análise para três condições, listadas a seguir:

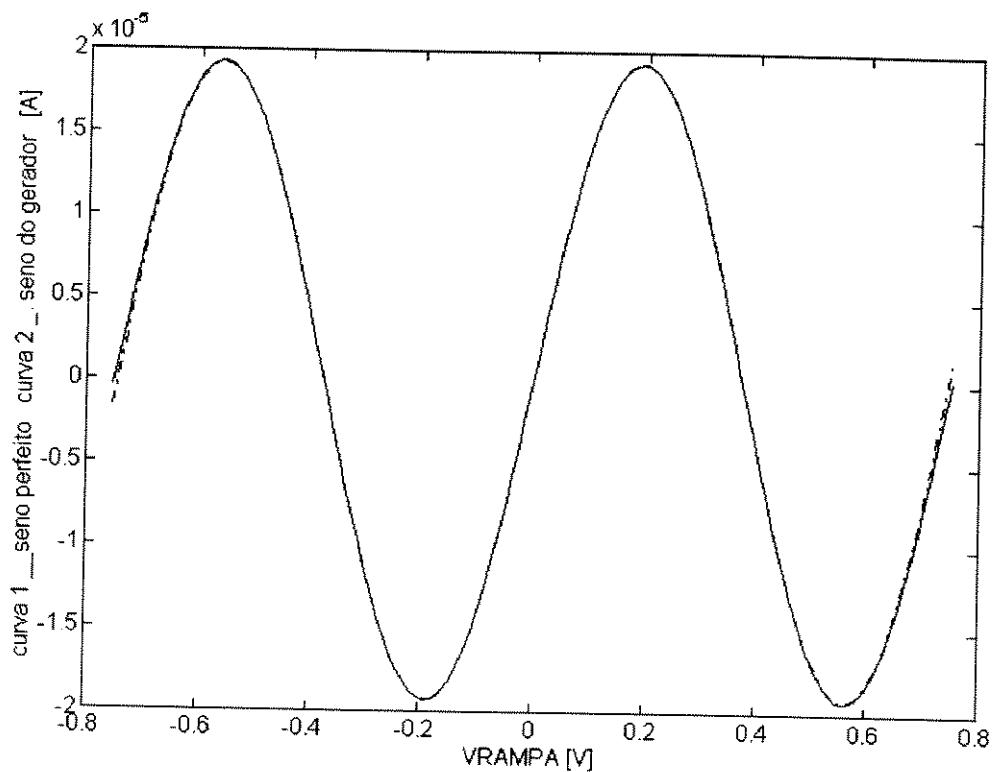
1) Desprezando as correntes de base, fazendo então  $VB_T n = Vb_I n + Vb_{II} n$

2) Englobando o efeito da terceira componente no cálculo das tensões de base,  $VB_T n = Vb_I n + Vb_{II} n - Vb_{III} n$ , fazendo  $\beta_{FM} = 127$ .



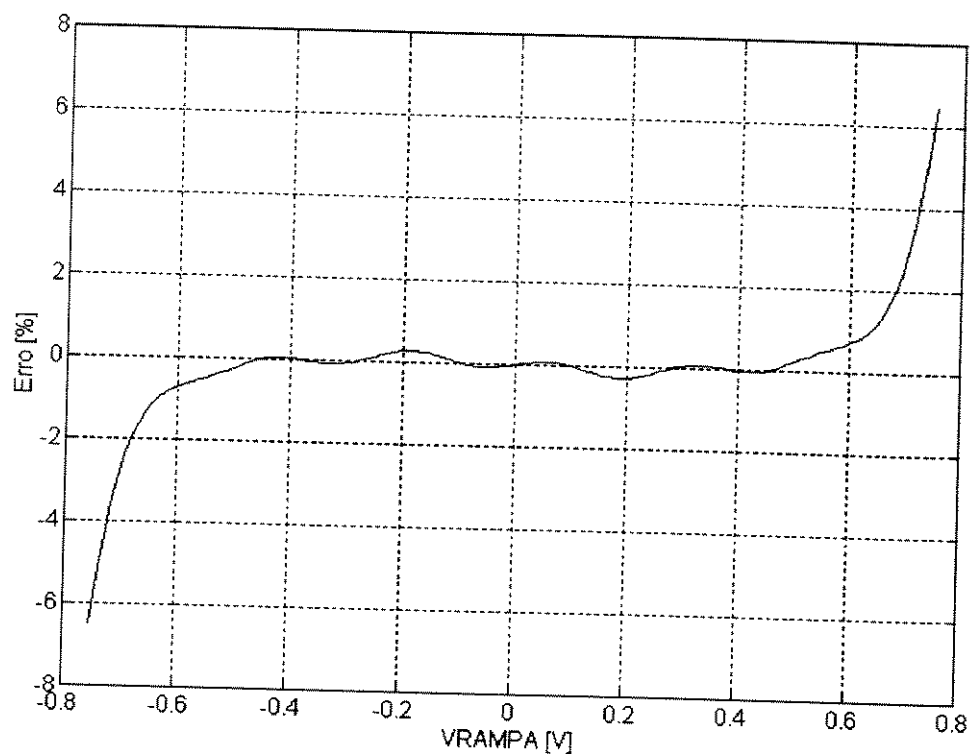
3) Englobando o efeito da terceira componente no cálculo das tensões de base,  $VB_{Tn} = Vb_{In} + Vb_{IIIn} - Vb_{IIIIn}$ , fazendo  $\beta_{FM}=20$ .

Na condição 1, a figura 3.4 mostra duas curvas, a contínua representa um seno perfeito com amplitude máxima  $\eta \cdot IE$  e a tracejada é o resultado do gerador senoidal sem o efeito das correntes de base, descrito por Gilbert.



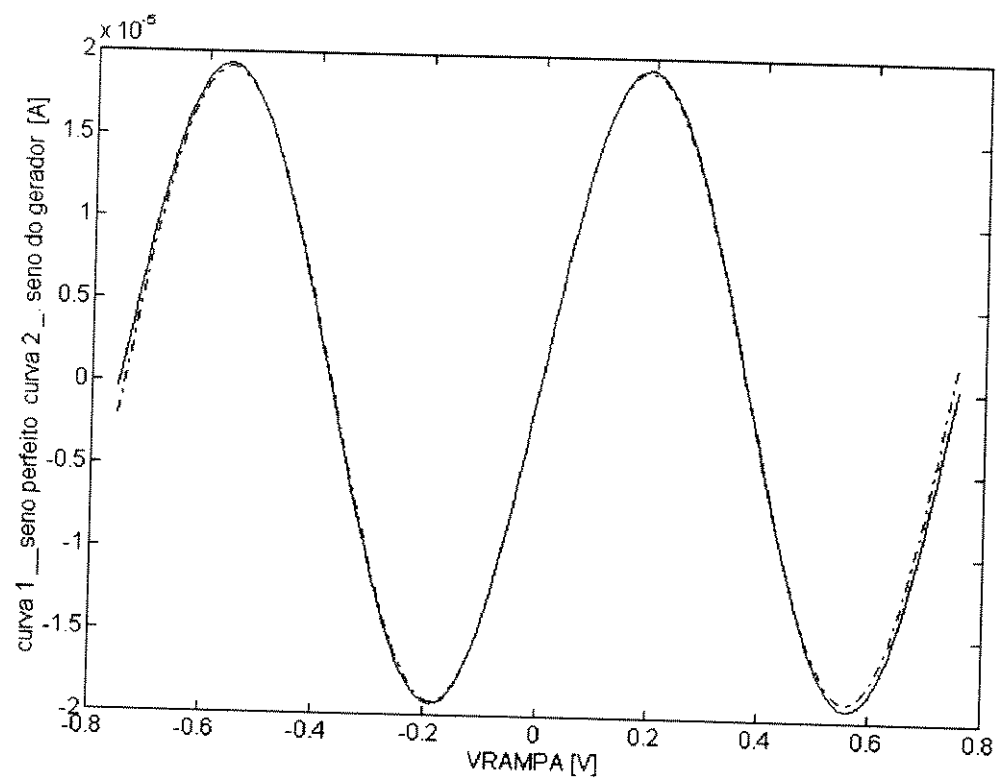
**Figura 3.4 - Seno perfeito e saída do gerador senoidal na condição 1.**

A seguir, figura 3.5, tem-se indicado o erro que é a diferença entre as duas curvas anteriores normalizada pela amplitude máxima do Seno e multiplicadas por 100, o que caracteriza o erro absoluto percentual.



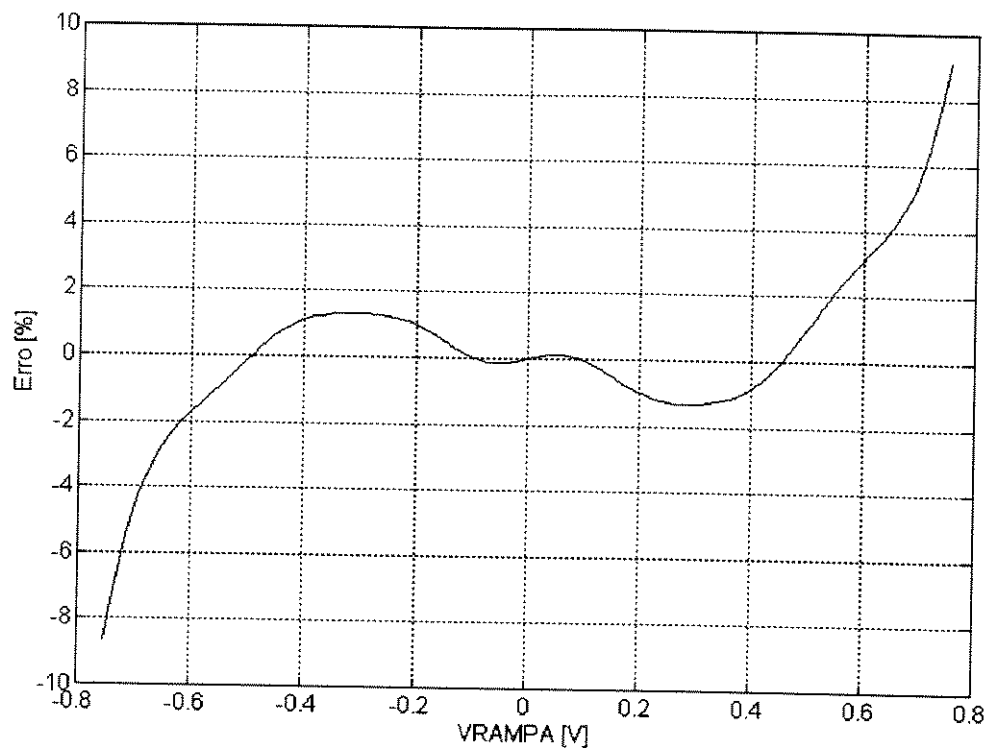
**Figura 3.5 - Erro absoluto percentual entre o Seno perfeito e saída do gerador senoidal na condição 1.**

Na condição 2, a figura 3.6 mostra duas curvas, a curva 1 é um Seno definido por sua função matemática com amplitude máxima  $\eta \cdot I_E$ , e a curva 2 é o resultado do desenvolvimento do gerador senoidal, com a influência das correntes de base e  $\beta_{FM}=127$ .



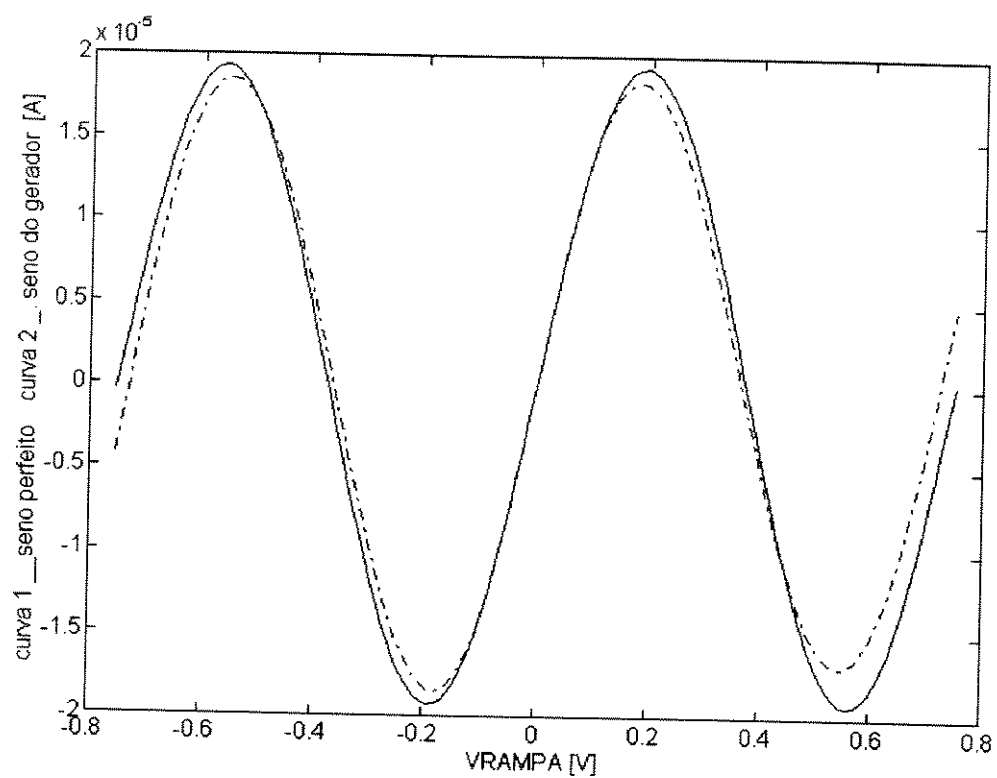
**Figura 3.6 - Seno perfeito e saída do gerador senoidal na condição 2.**

A seguir, na figura 3.7, tem-se indicado o erro absoluto percentual.



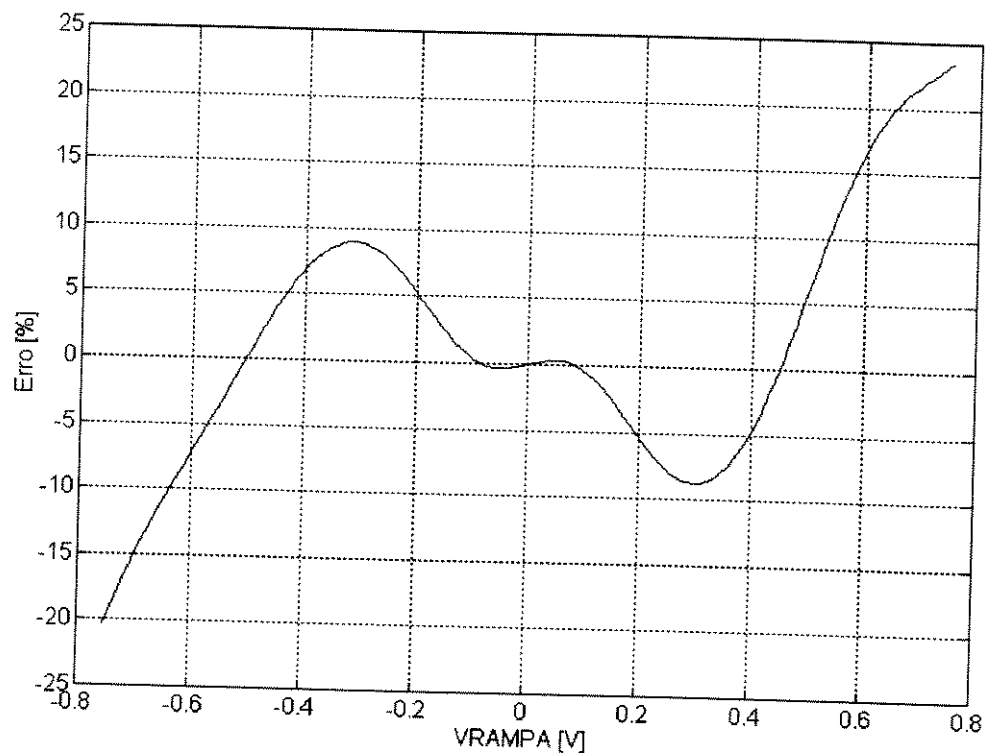
**Figura 3.7 - Erro absoluto percentual entre o Seno perfeito e saída do gerador senoidal na condição 2.**

Com o objetivo de acentuar a influência da corrente de base, o mesmo desenvolvimento anterior foi aplicado, alterando apenas o valor de beta direto máximo, fez-se  $\beta_{FM}=20$ . E o resultado é visto na figura 3.8:



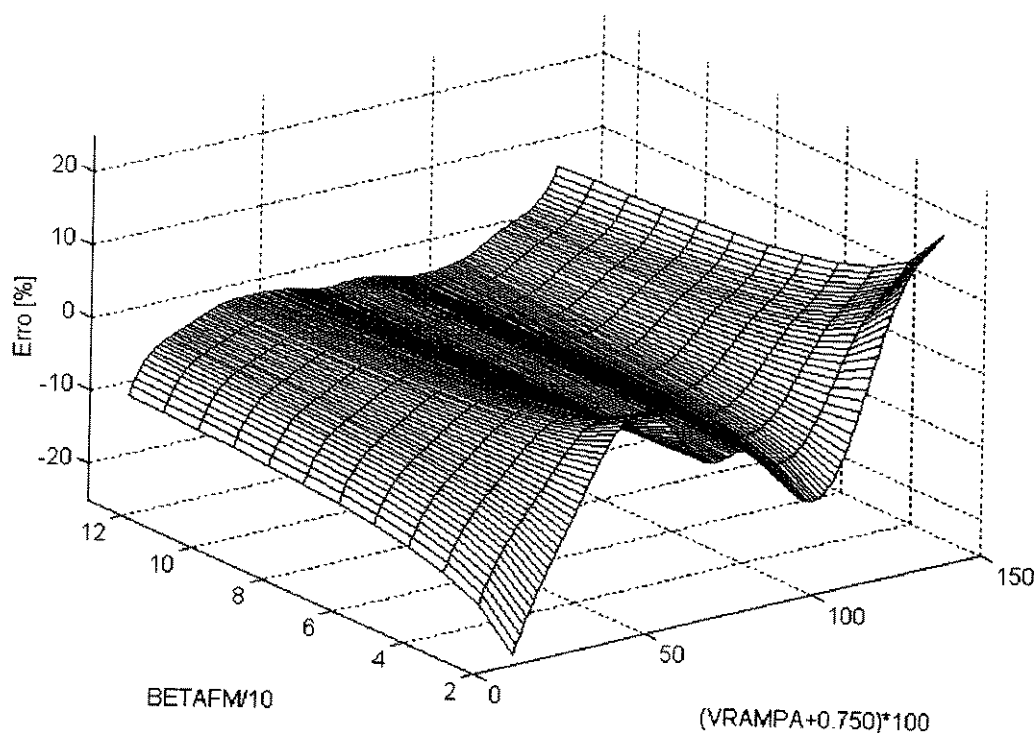
**Figura 3.8 - Seno perfeito e saída do gerador senoidal na condição 3.**

O gráfico de erro absoluto percentual entre as duas curvas anteriores pode ser visto na figura 3.9.



**Figura 3.10 - Erro absoluto percentual entre o Seno perfeito e saída do gerador senoidal na condição 3.**

Para melhor visualização da influência da corrente de base no erro obtido, foi introduzido um novo eixo no gráfico, eixo z, que corresponde a mudança de  $\beta_{FM}$  que variou de 20 à 130, originando um gráfico 3D, mostrado na figura 3.11, o algoritmo que gerou este gráfico está no apêndice D.



**Figura 3.11 - Influência da mudança de Beta no erro normalizado entre o Seno perfeito e o do gerador senoidal.**

O resultado da análise efetuada, levando em conta a corrente de base dos transistores, evidencia o aumento significativo do erro associado ao circuito gerador de Seno quando implementado com transistores que tenham  $\beta$  baixo.

O Erro obtido com um simples par diferencial, tal como mostra o esquema da figura 1.4, que tem um valor máximo de aproximadamente 3,5% no intervalo de  $\pm\pi$ , equivale ao circuito de Gilbert quando implementado com 6 transistores que tenham  $\beta \geq 50$  !

### 3.3 - Simulação do gerador Senoidal

Simulou-se o gerador senoidal de Gilbert, figura 3.1, com o programa PSPICE, usando os parâmetros listados abaixo que são os mesmos da análise anterior feita com o programa Matlab, objetivando assim a confirmação dos resultados anteriores.

Parâmetros para simulação:

Numero de transistores que compõem a rede,  $N=6$ .

Temperatura  $27^{\circ}\text{C}$ .

Corrente de polarização  $I=75\mu\text{A}$

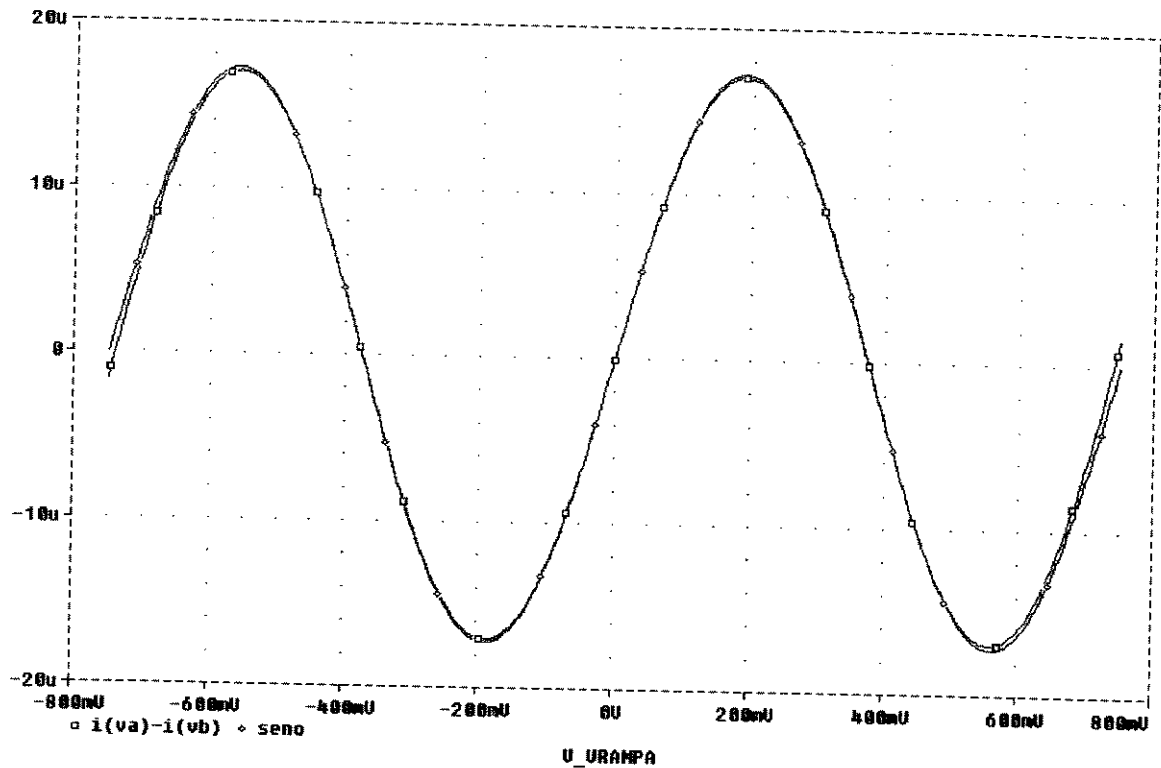
Resistores interbase  $R=1\text{K}\Omega$

Corrente de emissor total  $I_E=50\mu\text{A}$

O transistor utilizado foi o NPN com duplo contato de base, tecnologia BiCMOS  $1,2\mu\text{m}$  da AMS, com  $\beta_{FM}=127$ .

Varrendo a tensão de rampa de  $-750\text{mV}$  à  $750\text{mV}$  produzimos uma variação de  $4\pi$  no argumento do Seno, que pode ser visualizada na figura 3.12.

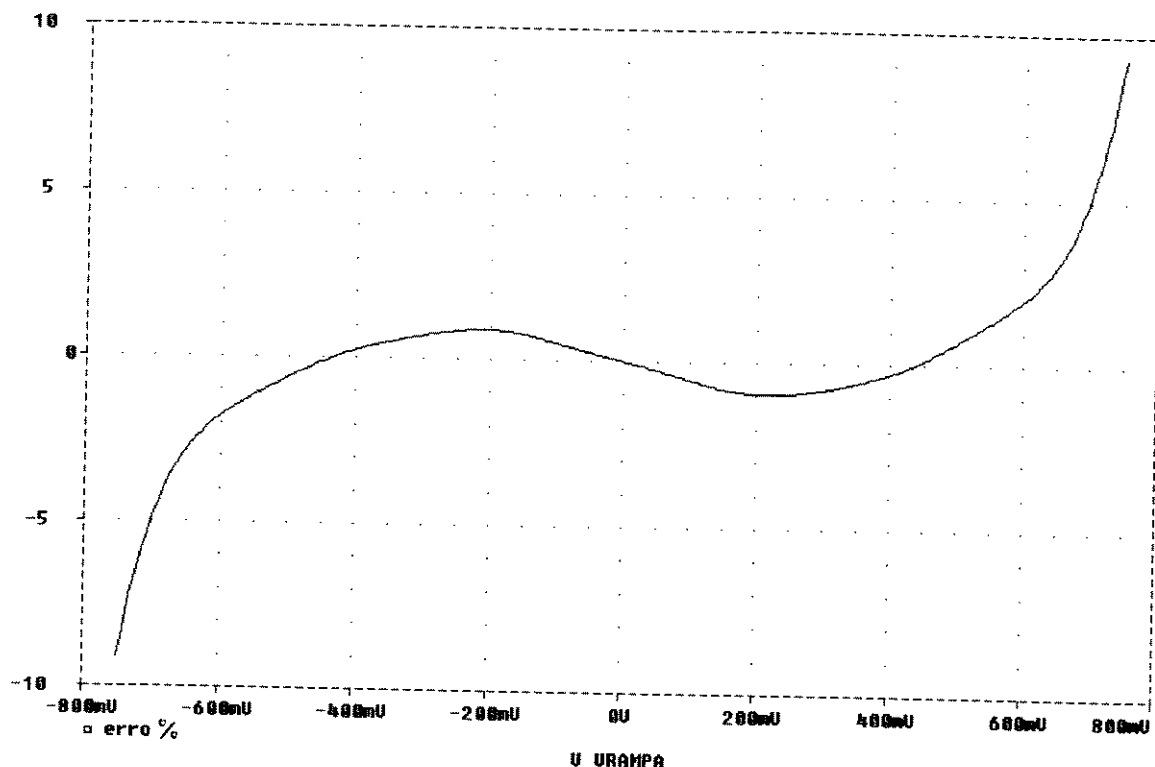




**Figura 3.12 - Seno perfeito e resultado de simulação do gerador senoidal.**

A diferença das correntes  $I(VA)$  com  $I(VB)$  é a saída do gerador, cada corrente dessa é a soma alternada dos coletores dos transistores que compõem a rede.

No mesmo gráfico, também foi colocada uma curva Seno, percebe-se claramente que para a tensão VRAMPA entre -375mV à 375mV a aproximação da função é melhor. Isso é mostrado no gráfico de erro absoluto percentual, figura 3.13, que é a diferença entre as duas curvas normalizado pela amplitude máxima do Seno.



**Figura 3.13 - Erro absoluto percentual entre o Seno perfeito e o resultado de simulação do gerador senoidal.**

Comparando essa curva com a obtida anteriormente através do MATLAB, figura 3.7, verifica-se a validade do desenvolvimento anterior, confirmando que o gerador senoidal de Gilbert é afetado pela componente da corrente de base e que nem sempre pode ser desprezada, pois alguns transistores bipolares possuem o beta bem limitado.

Considerando a faixa de  $V_{RAMPA}$  de -370mV à +375mV, onde o argumento do Seno variou entre  $-\pi$  à  $+\pi$ , tem-se que o erro máximo foi de 0,95 % da amplitude máxima.

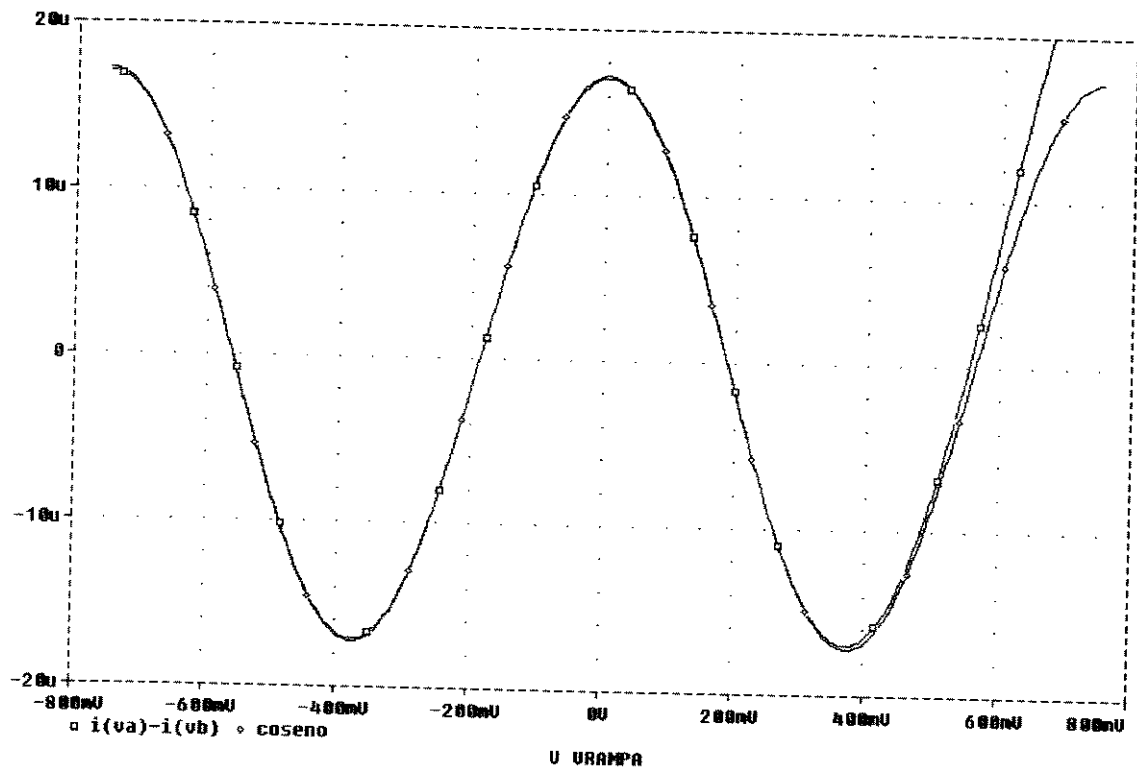
A função Coseno também pode ser gerada, bastando para isso introduzir uma tensão  $E_{def}$  no terminal oposto aquele onde é aplicada a tensão  $E_x$  da fila de transistores, indicado na figura 3.1.

A tensão  $E_{def}$ , determina a defasagem do seno gerado, para  $E_{def}$  nulo a função seno não tem defasagem, na geração da função coseno, deve-se defasar o seno de  $-90^\circ$ , então  $E_{def}$  assume um valor não nulo, admitindo que defasagem seja expressa por  $\phi$  tem-se:

$$E_{def} = \frac{(N-1).R.I.\phi}{\pi} = \frac{0.375.\phi}{\pi} \quad (3.10)$$

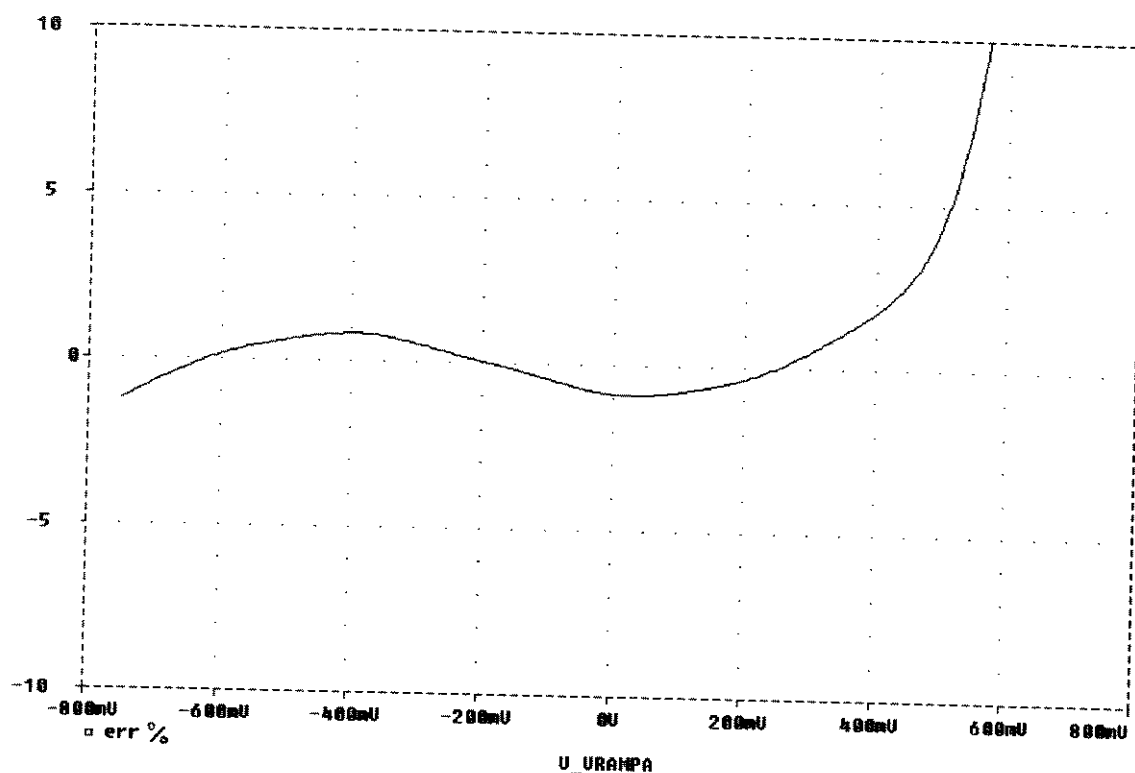
fazendo  $\phi = -\pi/2$ , tem-se que  $E_{def}$  deve ser  $-0,1875$  V para ser gerado o Coseno.

O Coseno gerado pode ser visto na figura 3.14, bem como a função coseno, para comparação.



**Figura 3.14 -Coseno perfeito e resultado de simulação do gerador senoidal.**

O erro absoluto percentual mostrado na figura 3.15 é a diferença entre as duas curvas normalizada pela máxima amplitude do Coseno. Considerando a faixa de VRAMPA entre -375mV à 375 mV, tem-se uma boa aproximação para essa função.



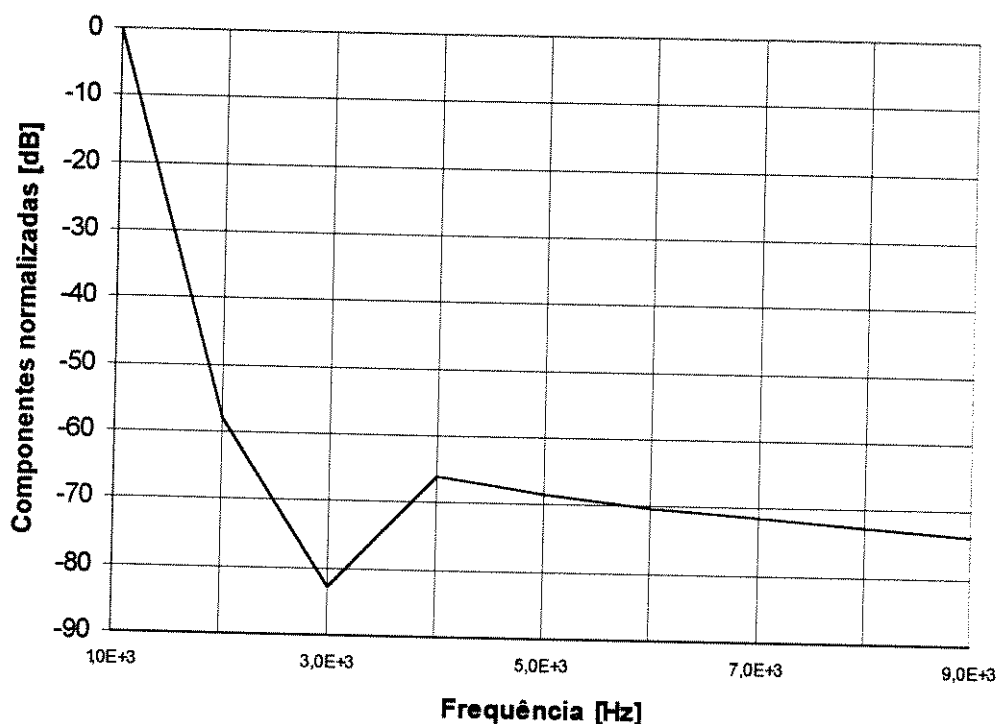
**Figura 3.15 - Erro absoluto percentual entre o Coseno perfeito e o resultado de simulação do gerador senoidal.**

Considerando a variação do Coseno entre  $-\pi$  e  $+\pi$  em torno de VRAMPA=0 V, temos o erro máximo de 1,47 % da amplitude máxima.

Fez-se a análise de transiente do Gerador Senoidal para as frequências de 100Hz, 1KHz e 10KHz. As tabelas 3.1-3.6 indicam as componentes normalizadas de Fourier do Seno e Coseno obtidos nas frequências de análise. Cada tabela é acompanhada de um gráfico, figuras 3.16-3.22, que são a representação gráfica das componentes normalizadas de Fourier.

Número da harmônica	Componente normalizada	Fase Normalizada [graus]
1	1.000E+00	0.000E+00
2	1.277E-03	1.831E+02
3	7.299E-05	2.174E+02
4	4.938E-04	1.844 E+02
5	3.825E-04	1.851 E+02
6	3.135E-04	1.859 E+02
7	2.660E-04	1.867 E+02
8	2.314E-04	1.876 E+02
9	2.049E-04	1.884 E+02
T.H.D. =1.5131E-01 %		

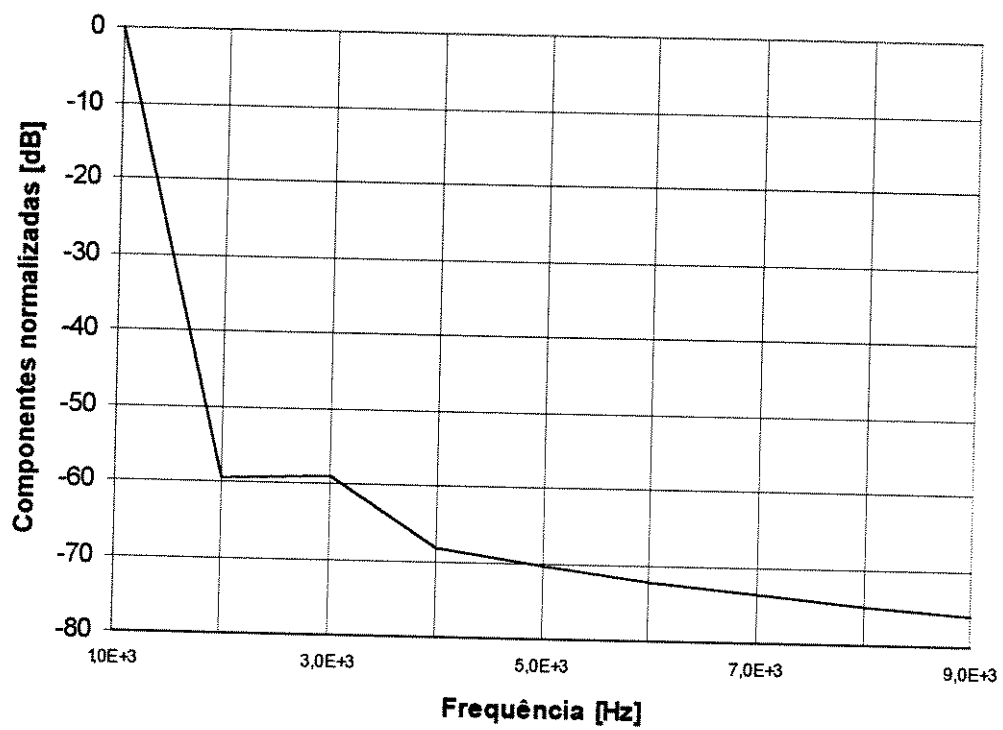
**TABELA 3.1- Componente e fase normalizadas de Fourier da resposta transiente do Seno na frequência de 100Hz.**



**Figura 3.16- Componentes normalizadas de Fourier da resposta transiente do Seno na frequência de 100Hz.**

Número da harmônica	Componente normalizada	Fase Normalizada [graus]
1	1.000E+00	0.000E+00
2	1.079E-03	2.064E+02
3	1.123E-03	2.002E+02
4	3.886E-04	2.343E+02
5	3.005E-04	2.421E+02
6	2.461E-04	2.480E+02
7	2.089E-04	2.527E+02
8	1.817E-04	2.565E+02
9	1.609E-04	2.597E+02
T.H.D.=1.6819E-01 %		

**TABELA 3.2- Componente e fase normalizadas de Fourier da resposta transiente do Coseno na frequência de 100Hz.**

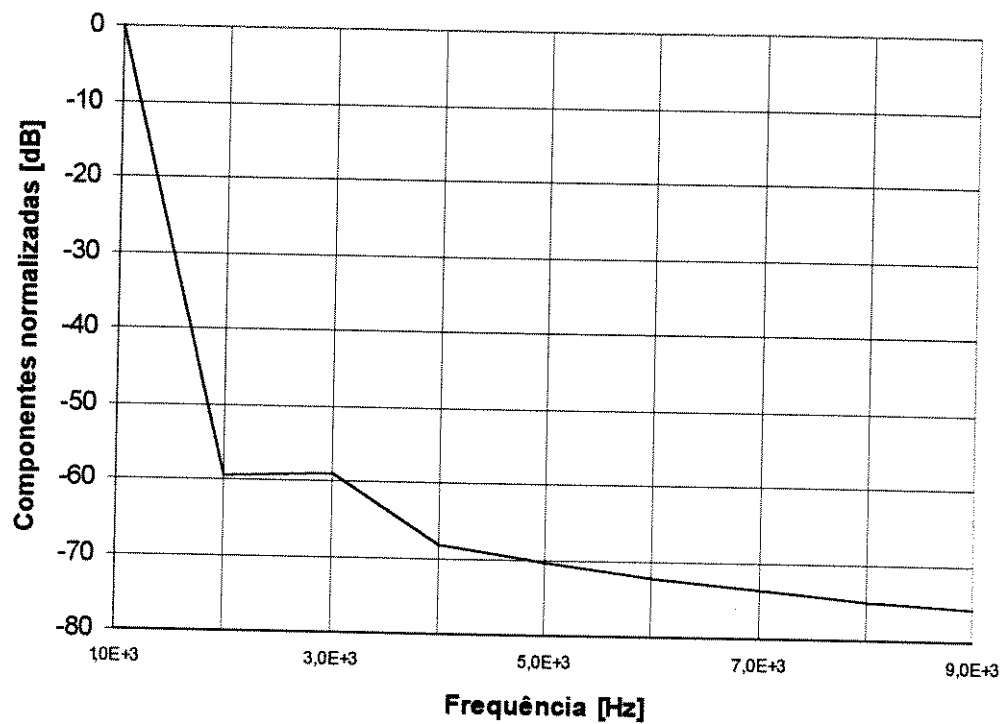


**Figura 3.17- Componentes normalizadas de Fourier da resposta transiente do Coseno na frequência de 100Hz.**



Número da harmônica	Componente normalizada	Fase Normalizada [graus]
1	1.000E+00	0.000E+00
2	1.079E-03	2.065E+02
3	1.123E-03	2.002E+02
4	3.887E-04	2.343E+02
5	3.007E-04	2.421E+02
6	2.463E-04	2.480E+02
7	2.090E-04	2.527E+02
8	1.817E-04	2.565E+02
9	1.610E-04	2.597E+02
T.H.D.=1.6823E-01 %		

**TABELA 3.4 - Componente e fase normalizadas de Fourier da resposta transiente do Coseno na frequência de 1KHz.**

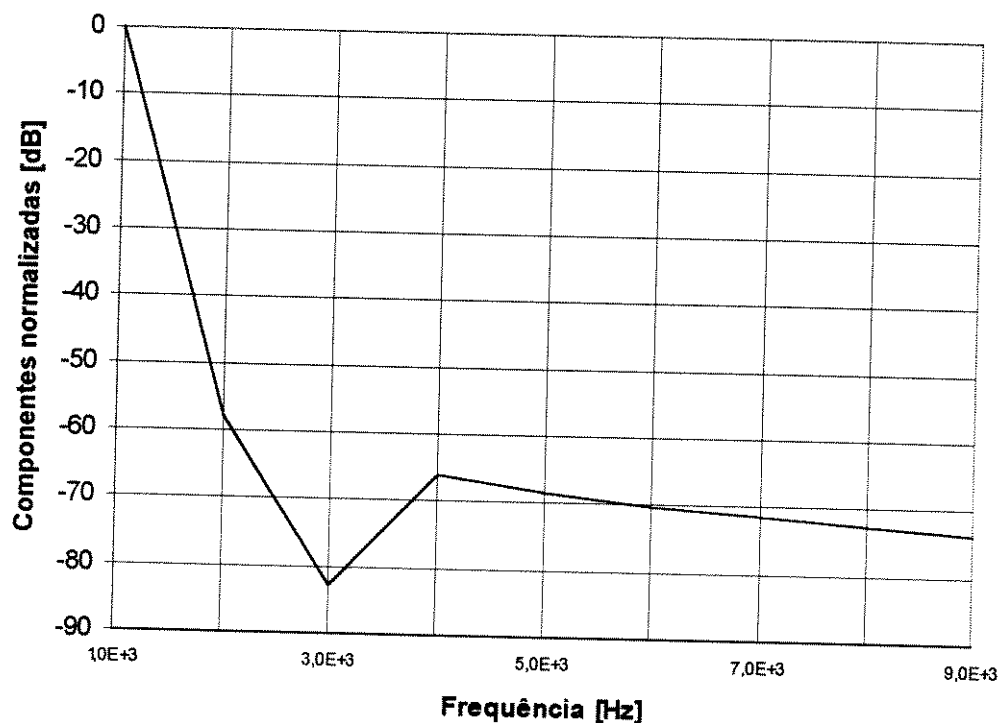


**Figura 3.19- Componentes normalizadas de Fourier da resposta transiente do Coseno na frequência de 1KHz.**



Número da harmônica	Componente normalizada	Fase Normalizada [graus]
1	1.000E+00	0.000E+00
2	1.278E-03	1.831E+02
3	7.308E-05	2.169E+02
4	4.937E-04	1.844E+02
5	3.829E-04	1.851E+02
6	3.138E-04	1.859E+02
7	2.663E-04	1.867E+02
8	2.315E-04	1.877E+02
9	2.054E-04	1.883E+02
T.H.D. =1.5142E-01 %		

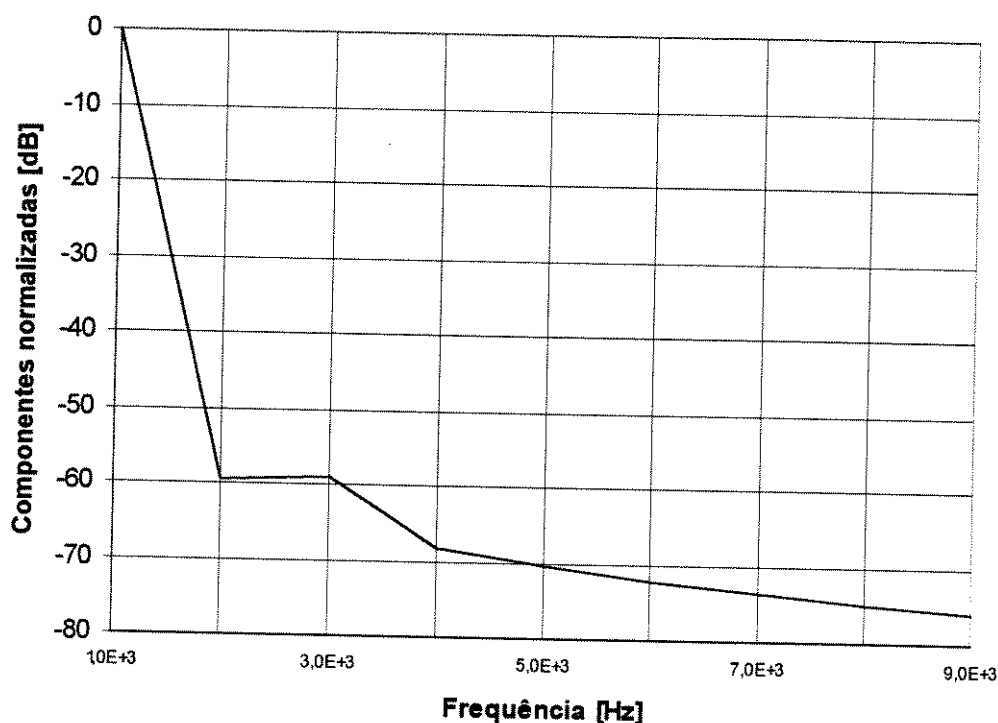
**TABELA 3.5- Componente e fase normalizadas de Fourier da resposta transiente do Seno na frequência de 10KHz.**



**Figura 3.20- Componentes normalizadas de Fourier da resposta transiente do Seno na frequência de 10KHz.**

Número da harmônica	Componente normalizada	Fase Normalizada [graus]
1	1.000E+00	0.000E+00
2	1.079E-03	2.063E+02
3	1.122E-03	2.001E+02
4	3.880E-04	2.341E+02
5	2.996E-04	2.420E+02
6	2.460E-04	2.477E+02
7	2.086E-04	2.526E+02
8	1.813E-04	2.563E+02
9	1.604E-04	2.596E+02
T.H.D.=1.6815E-01 %		

**TABELA 3.6- Componente e fase normalizadas de Fourier da resposta transiente do Coseno na frequência de 10KHz.**



**Figura 3.21 - Componentes normalizadas de Fourier da resposta transiente do Coseno na frequência de 10KHz.**

Observou-se em todos os casos que a distorção harmônica total (T.H.D.) não ultrapassou a 0,17%, o que indica uma boa aproximação para essas funções, principalmente comparando-se esse resultado com o obtido anteriormente com os outros circuitos geradores de Seno (capítulo I).

### 3.4 - Análise do gerador senoidal em temperatura

O coeficiente  $\alpha$  é muito importante na análise do Gerador Senoidal, ele depende inversamente da temperatura e diretamente da tensão de polarização de base EB. Analisou-se portanto o efeito da temperatura sobre o gerador senoidal, enfocando principalmente a variação da tensão termodinâmica e a mudança da tensão EB devido ao coeficiente térmico dos resistores interbases.

Como apresentado no apêndice B, equação B4,  $\alpha$  é definido por :

$$\alpha = \frac{EB}{VT} = \frac{I \cdot R}{VT}$$

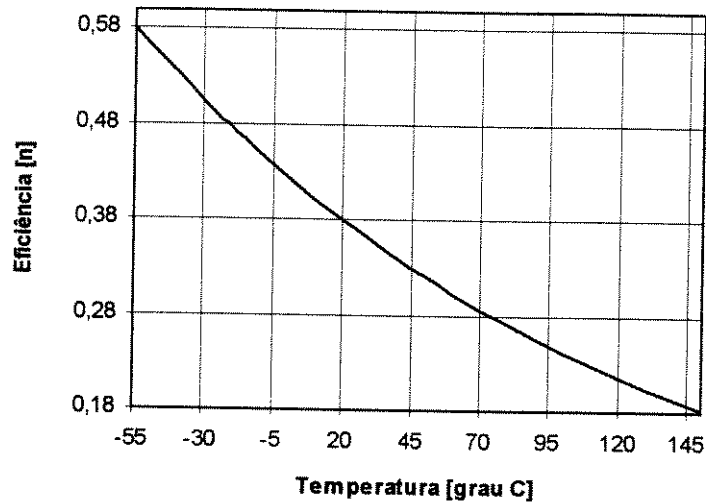
Vê-se, nesta equação, que no caso de resistores que têm baixíssimo coeficiente térmico a dependência térmica de  $\alpha$  é evidente. Uma solução simples neste caso é adotar uma corrente PTAT sobre os resistores interbase. No caso de resistores que tenham uma dependência térmica sensível, a compensação térmica é mais difícil de realizar. Assim, procurou-se avaliar os efeitos da temperatura, no caso em que os resistores interbase têm um coeficiente térmico conhecido, uma vez que a tecnologia de implementação do circuito está definida, mantendo a corrente I constante. Os resultados obtidos são comparados com a situação em que tanto o resistor R como a corrente I são constantes. Analisou-se, então a situação em que R e I são constantes:

Supondo  $I=75\mu A$  e  $R=1K\Omega$  não dependentes da temperatura, então  $EB=75mV$ , o comportamento de  $\alpha$  depende apenas da tensão termodinâmica. Se a temperatura variar de  $-55^\circ C$  à  $150^\circ C$ ,  $\alpha$  variará de 4 à 2, respectivamente.

O índice de eficiência é dado pela equação B14, discutida no apêndice B.

$$\eta = 2 \exp \left\{ -\frac{\pi^2}{2\alpha} \right\}$$

O seu comportamento com a variação de temperatura pode ser visto na figura 3.22.



**Figura 3.22- Comportamento do índice de eficiência com a temperatura.**

Esse resultado considera apenas a tensão termodinâmica. A situação mais realista leva em conta a dependência térmica de R, ou seja:

$$RC = R0(1 + TC(TEMP - 27)) \quad (3.11)$$

Sendo que: R0 é valor de R na temperatura 27 °C.

TC é o coeficiente térmico do resistor e

TEMP é a temperatura de estudo

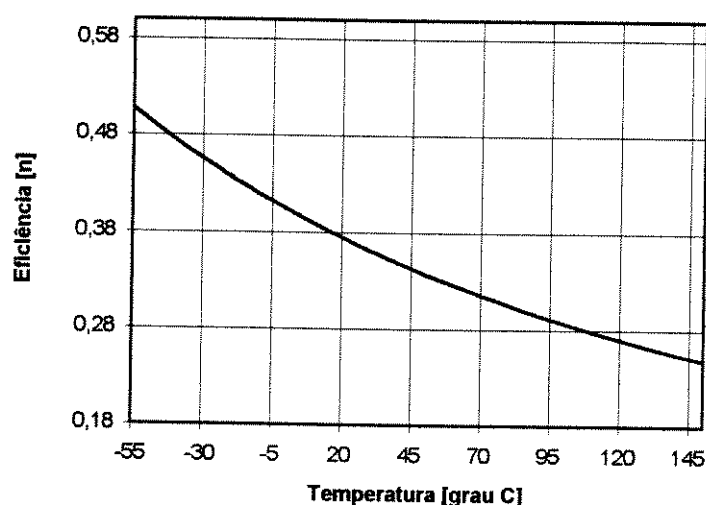
Então pode-se definir um novo fator e chamá-lo de  $\alpha_c$ , que leva em consideração essa variação.

$$\alpha_c = \frac{I \cdot RC}{VT} \quad (3.12)$$

Sendo assim, o índice de eficiência é alterado e também pode-se redefiní-lo, como:

$$\eta_c = 2 \exp\left\{-\frac{\pi^2}{2\alpha_c}\right\} \quad (3.13)$$

Considerando que o resistor utilizado tenha coeficiente térmico de  $1,2\text{E-}3 / ^\circ\text{C}$ ,  $R_0=1\text{K}\Omega$  e a fonte de corrente  $I$  seja de  $75\mu\text{A}$ , pode-se visualizar na figura 3.23 o comportamento do índice de eficiência para uma variação na temperatura de  $-55 ^\circ\text{C}$  à  $150 ^\circ\text{C}$ .



**Figura 3.23- Comportamento do índice de eficiência com a temperatura, levando em consideração o coeficiente térmico dos resistores.**

Outro fator a ser estudado é a mudança do ângulo equivalente, definido no apêndice B, pela equação B7. Então esse ângulo também pode ser redefinido por  $x_c$ , conforme a equação 3.14.

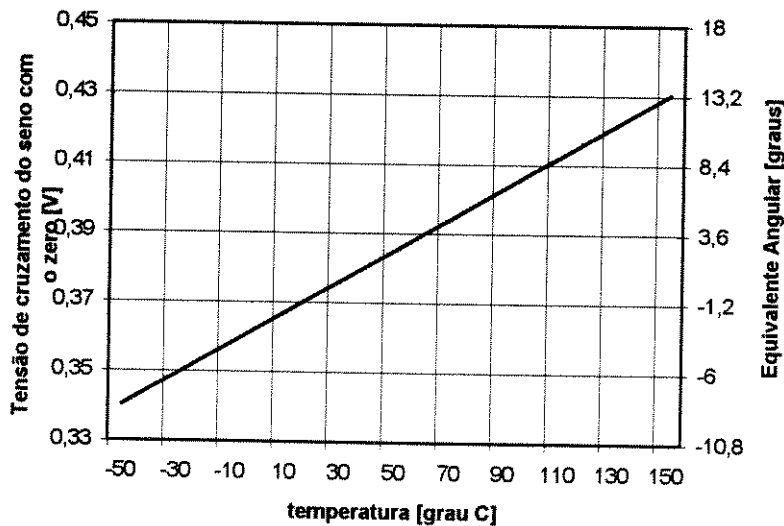
$$x_c = \frac{\pi \cdot Ex}{(N-1) \cdot I \cdot RC} \quad (3.14)$$

Sendo que  $E_x$  é a diferença de potencial entre os terminais da linha de resistores interbase que controla o ângulo equivalente da função gerada,  $N$  é o número de transistores que compõem o circuito e  $I$  a corrente de polarização de base.

Os pontos de cruzamento da função seno com o zero ocorrem em  $x_c = \pm p\pi$  sendo  $p$  um número inteiro, então, esses valores são dados por determinados valores de  $E_x$  que chamamos de  $E_{x0}$ , indicados na equação 3.15.

$$E_{x0} = \pm p(N-1).I.RC \quad (3.15)$$

Considerando  $N=6$ ,  $I=75\mu A$ ,  $R_0=1K$  e  $TC=1.2e-3$   $^{\circ}C$  e variando a temperatura de  $-55^{\circ}C$  à  $150^{\circ}C$  tem-se o seguinte comportamento para  $E_{x0}$ , isto é, a tensão de entrada para que a função seno cruze o zero.



**Figura 3.24- Comportamento do ponto de cruzamento da função seno com o zero, analisado em temperatura.**

### 3.5- Simulação em temperatura

Simulou-se o Gerador Senoidal indicado na figura 3.1 para verificação do procedimento anterior. Foram utilizados os seguintes valores:.

Número de transistores que compõem a rede,  $N=6$ .

Corrente de polarização  $I=75\mu A$

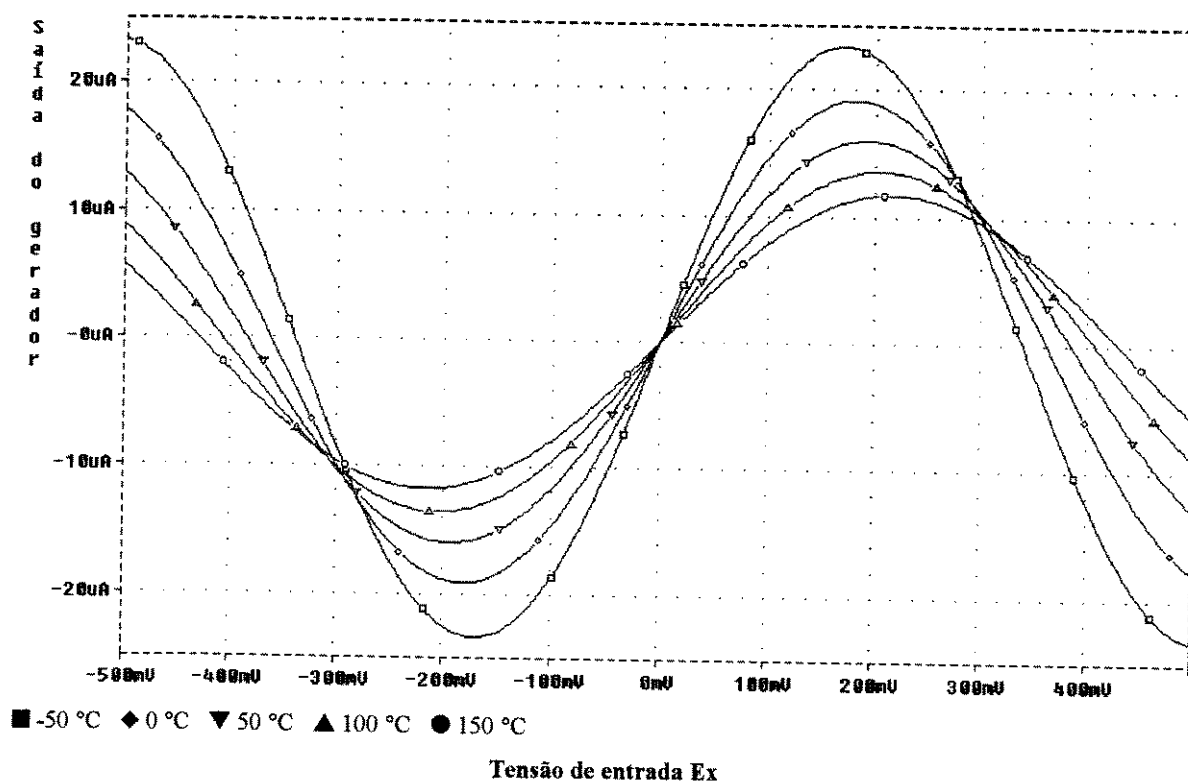
Resistores interbase  $R=1K\Omega$

Coeficiente térmico dos resistores interbase  $TC=1.2E-3 / ^\circ C$

Corrente de emissor total  $I_E=50\mu A$

O transistor utilizado foi o NPN com duplo contato de base, tecnologia BiCMOS  $1,2\mu m$  da AMS.

Fez-se a simulação para 5 temperaturas diferentes, a tensão  $E_x$  variou de  $-500 mV$  à  $+500 mV$ . O resultado pode ser visto na figura 3.25.



**Figura 3.25- Simulação do Gerador Senoidal para diferentes temperaturas.**

Os valores da tabela 3.7 foram retirados do gráfico anterior para cada temperatura.

Temperatura [°C]	Índice de Eficiência [η]	Pontos de cruzamento Ex0 [mV]
-50	0.4672	0.3398
0	0.3828	0.3625
50	0.3196	0.3852
100	0.2716	0.4079
150	0.2346	0.4306

Tabela 3.7- Valores retirados da figura D para diferentes temperaturas.

Os valores do índice de eficiência da tabela 3.7 foram plotados no gráfico da figura 3.26, e são os pontos indicados por x, a linha contínua é a curva teórica que corresponde à equação 3.13.

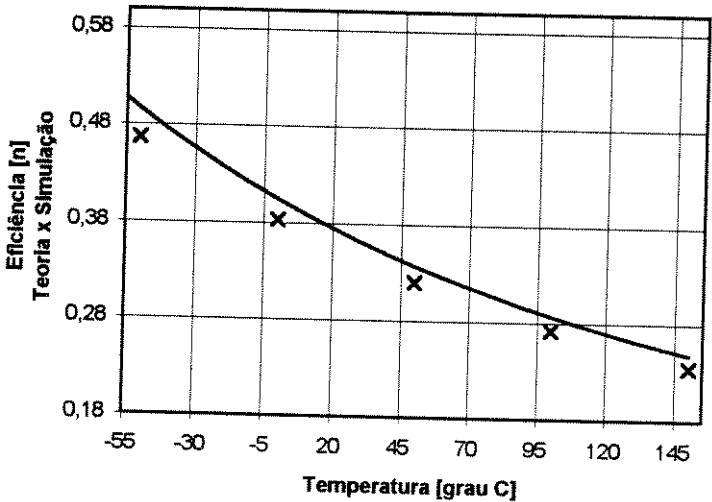
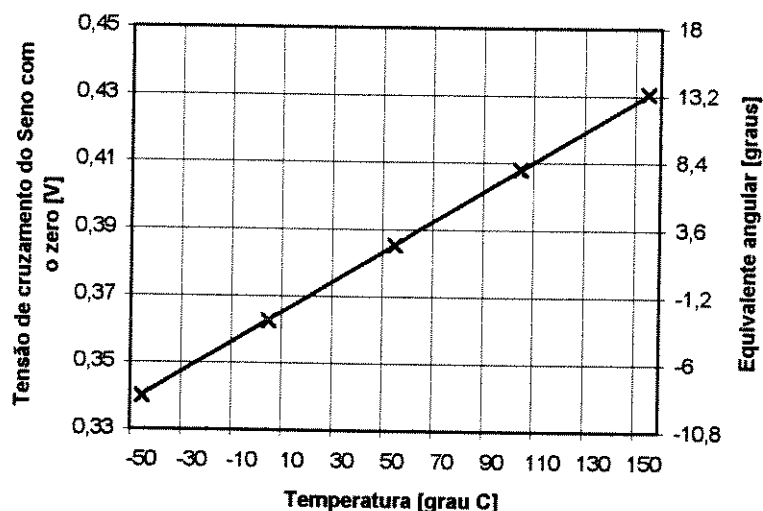


Figura 3.26- Comparação entre os valores teóricos e de simulação da variação do índice de eficiência com a temperatura

Também os valores do ponto de cruzamento da função seno com o zero da tabela 3.7 foram plotados no gráfico da figura 3.27, e são os pontos indicados por x, a linha contínua é a curva teórica que corresponde a equação 3.15.





**Figura 3.27- Comparação entre os valores teóricos e de simulação da variação do ponto de cruzamento da função seno com o zero.**

Verificou-se na análise anterior que o índice de eficiência simulado situou-se um pouco abaixo do calculado, apresentando uma diferença de aproximadamente 6 %. Já o ponto de cruzamento da função seno com o zero apresentou um desvio máximo de 0,2% entre os valores teórico e simulado. Isto significa que a sensibilidade térmica dos resistores que participam do circuito influi de forma significativa no comportamento do circuito.

A fonte de erro que contribui para o maior desvio entre os valores do índice de eficiência é analisada posteriormente, no item 4.3.

## **CAPÍTULO IV**

### **Transistor Bipolar lateral da Tecnologia CMOS e o Comportamento do Índice de Eficiência.**

#### **4.1 - Transistor Bipolar Lateral na Tecnologia MOS**

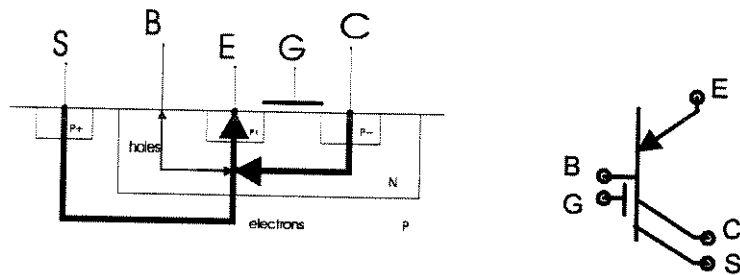
A bem controlada característica dos transistores bipolares, principalmente em aplicações analógicas lhe concedem uma vantagem sobre os transistores MOS, e esta é a razão pela qual a técnica de combinar esses dois dispositivos em um mesmo circuito integrado tem sido proposta.

Os transistores bipolares laterais da tecnologia MOS apresentam por exemplo, bons resultados quando empregados como fonte de referência [11] e também como espelho de corrente de alta precisão, especialmente em baixos níveis de correntes[10].

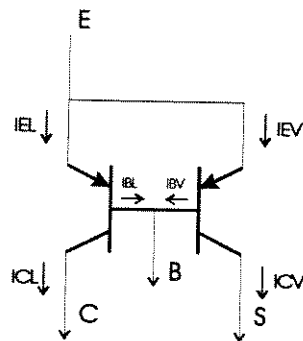
O corte do dispositivo é mostrado na figura 4.1. A estrutura pode ser representada por dois transistores, figura 4.2. Na tecnologia CMOS de poço N, as regiões PNP são usadas como um transistor vertical ou lateral. O transistor PNP lateral (LPNP) é o principal e o transistor PNP vertical (VPNP) é o transistor parasita, nesse caso o substrato é o coletor. O transistor lateral tem sempre a ele associado um transistor vertical que desvia uma parte significativa da corrente de emissor para o substrato.

A presença do *gate*, faz com que o fluxo de difusão dos portadores seja desviado para fora da superfície, acarretando a melhoria do dispositivo com

relação ao bipolar lateral normal [11], embora os simuladores a que se teve acesso não proporcionem o terminal de *gate* nesse dispositivo para modelagem desse efeito.



**Figura. 4.1- Corte dos transistores bipolares lateral e vertical mostrando o fluxo de portadores e símbolo associado.**



**Figura. 4.2 - . Circuito equivalente para a operação bipolar.**

A relação entre as correntes de coletor lateral e vertical,  $I_{CL}/I_{CV}$  chamada de eficiência do transistor, deve ser a maior possível. Para melhorar a característica desse dispositivo pode-se minimizar a área do emissor e a largura da base lateral (correspondente ao comprimento do canal do transistor MOS) e também deve-se cercar o emissor por regiões de coletor. A melhoria no desempenho dos transistores PNP laterais é proporcional aos pontos de emissor, essa técnica maximiza a relação da corrente de coletor lateral pela corrente de coletor vertical, melhorando a eficiência do dispositivo. [12].

Para poços pouco profundos, a relação ICL/ICV deve reduzir, mas o valor de beta deve ser aumentado, devido ao pequeno número de portadores armazenados embaixo do emissor.

Na tecnologia AMS-CMOS 1,2μm o beta típico do LPNP é de 185 e o do VPNP é de 50. Portanto a relação ICL/ICV é 0,8.

Visando o emprego dessa técnica no gerador senoidal para integrar o Voltímetro Vetorial, será necessário refazer a análise da rede geradora de Seno, agora com ISL, (correntes de saturação reversa do transistor lateral) e ISV, (correntes de saturação reversa do transistor vertical).

## 4.2 - Análise da rede geradora de Seno com transistores bipolares da tecnologia MOS

A corrente de coletor IC pode agora ser calculada como segue :

$$IC_n = IE \frac{ISL \exp\left(\frac{VB_n}{kT/q}\right)}{\sum_{n=1}^N \left[ \exp\left(\frac{VB_n}{kT/q}\right) (ISL + ISV) \right]} \quad (4.1)$$

Acompanhando o desenvolvimento anterior de Gilbert, apêndice B sendo que:

$$\alpha = \frac{IR}{kT/q} = \frac{EB}{kT/q} \quad \text{e} \quad VB_n = (n-1) \left\{ \frac{N-n}{2} + \frac{x}{\pi} \right\} EB$$

produz

$$IC_n = IE \frac{ISL \exp \left[ \alpha(n-1) \left\{ \frac{N-n}{2} + \frac{x}{\pi} \right\} \right]}{\sum_{n=1}^N \exp \left[ \alpha(n-1) \left\{ \frac{N-n}{2} + \frac{x}{\pi} \right\} \right] (ISL + ISV)} \quad (4.2)$$

A saída normalizada é obtida pela soma alternada das correntes de coletor

$$F(x, \alpha, N) = \frac{I_{out}}{IE} = (-1)^{N/2} \frac{\sum_{n=1}^N (-1)^n ISL \exp \left[ \alpha(n-1) \left\{ \frac{N-n}{2} + \frac{x}{\pi} \right\} \right]}{\sum_{n=1}^N \exp \left[ \alpha(n-1) \left\{ \frac{N-n}{2} + \frac{x}{\pi} \right\} \right] (ISL + ISV)} \quad (4.3)$$

A diferença desse desenvolvimento com o anterior, que não considera a existência de um transistor parasita paralelo que “rouba” parte da corrente de coletor, é a adição da corrente de saturação desse transistor no denominador da equação, sendo uma constante que atenua a amplitude da função  $F(x, \alpha, N)$ . Todavia,  $F(x, \alpha, N)$  continua sendo uma função Seno, demonstrando que pode-se usar esse dispositivo no gerador senoidal.

Uma fonte de imperfeição que será analisada posteriormente é o baixo valor da corrente de joelho para alta injeção na polarização direta, IKF, que no caso do transistor PNP lateral é de  $6,89 \mu A$ .

### 4.3 - .O índice de eficiência e sua influência no Gerador Senoidal.

O índice de eficiência, definido por:

$$\eta = 2 \exp \left\{ -\frac{\pi^2}{2\alpha} \right\}$$

Esta equação, apresentada no apêndice B, indica a razão da amplitude de saída do Seno gerado, que é a soma das correntes dos coletores alternados, pela corrente de polarização definida por IE.

Com referência a figura 3.1, onde N=6, podemos expressar as duas saídas como:

$$IA=IC1+IC3+IC5 \text{ e} \quad (4.4)$$

$$IB=IC2+IC4+IC6 \quad (4.5)$$

Cada corrente IC é proporcional à  $e^{qV_{BE}/kT}$ , conforme indica a equação 4.6, onde os transistores estão operando com corrente média.

$$IC = IS \left( e^{qV_{BE}/kT} - 1 \right) \quad (4.6)$$

À medida em que a corrente de coletor aumenta, o transistor caminha para a região de alta injeção, tornando a corrente de coletor proporcional à  $e^{qV_{BE}/n_{EH}kT}$ , onde nEH é o coeficiente de emissor na polarização direta para altas correntes, sendo igual a 2 para a alta injeção[13].

Como definido anteriormente por Gilbert [9], o coeficiente  $\alpha$ , que determina o índice de eficiência é dado por :

$$\alpha = \frac{IR}{VT} = \frac{I.R}{kT/q}$$

Pode-se observar que não foi levada em consideração a alteração do coeficiente de emissor de polarização direta  $nEH$ , então deve-se introduzir este valor na fórmula do índice de eficiência :

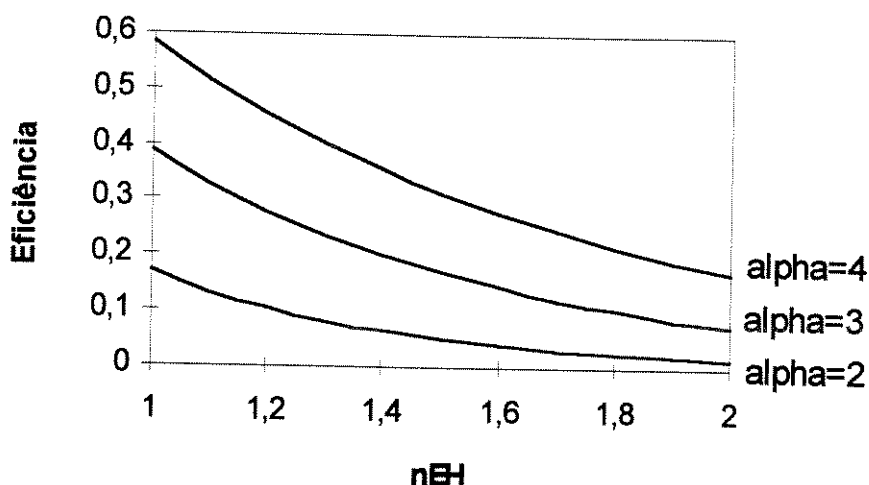
$$\alpha' = \frac{I.R}{nEH.kT/q} \quad (4.7)$$

Define-se um novo índice de eficiência, baseado no resultado anterior.

$$\eta' = 2 \exp \left\{ -\frac{\pi^2}{2\alpha'} \right\} \quad (4.8)$$

Cabe observar qual o comportamento de  $\eta'$  quando  $nEL$  varia de um, que é a condição de média corrente, até dois que corresponde à região de alta injeção.

Na figura 4.3 é feita essa análise, baseada apenas nas fórmulas anteriores, para três valores de  $\alpha$ .



**Figura 4.3 - Análise teórica da mudança do índice de eficiência com o coeficiente de emissor na polarização direta.**

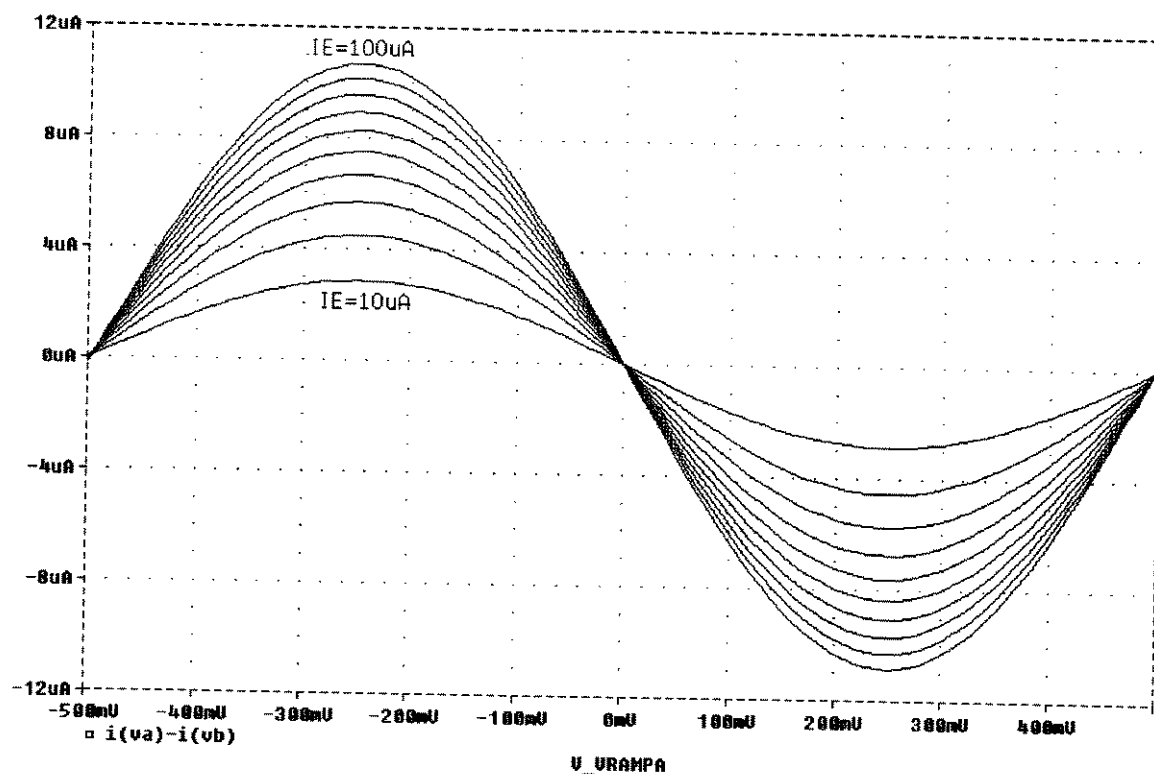
Verifica-se que mesmo que o transistor não opere em alta injeção, uma pequena variação no coeficiente de emissor na polarização direta afeta o índice de eficiência do gerador de Gilbert, alterando por consequência a amplitude do Seno gerado.

Como será visto posteriormente, é bem desejável que o índice de eficiência permaneça o mais constante possível, pois dele depende a linearidade na resposta do Voltímetro Vetorial.

Com o objetivo de quantificar melhor essa dependência, simulou-se o gerador senoidal com o programa Pspice, usando o modelo de transistor bipolar lateral CMOS, que possui IKF, corrente de joelho para alta injeção na polarização direta, de  $6,98\mu A$ . A área unitária de emissor desse transistor é de  $4\mu m$  por  $4\mu m$ , a temperatura foi de  $27^\circ C$ .

A figura 4.4 indica o Seno obtido para diferentes correntes de polarização IE, IE variando de  $10\mu A$  até  $100\mu A$  com intervalos de  $10\mu A$ , usou-se transistores com fator de multiplicação de área unitário.





**Figura 4.4 - Resultado de simulação do Gerador Senoidal com transistor PNP lateral da tecnologia CMOS 1,2 $\mu\text{m}$ .**

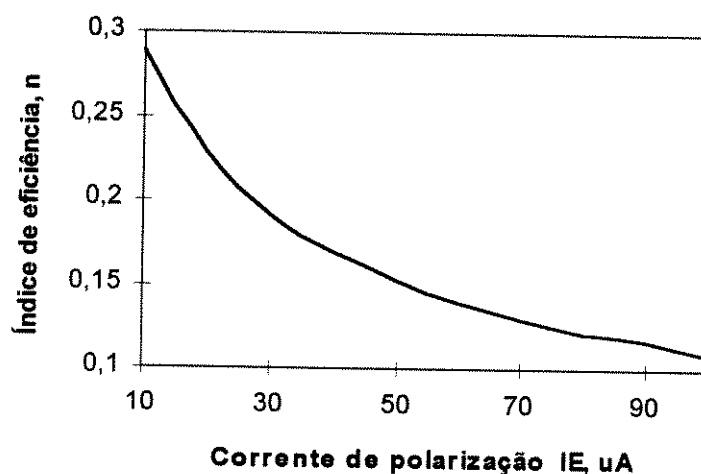
A não uniformidade entre o aumento da amplitude dos senos gerados, indica a alteração indesejável no índice de eficiência.

A tabela 4.1, mostra para cada curva o valor de  $I_E$ , a amplitude do seno e o índice de eficiência correspondente. Também é mostrada a máxima corrente de coletor para os transistores.

Corrente de polariz., IE [ $\mu\text{A}$ ]	Amplitude máxima do seno gerado [ $\mu\text{A}$ ]	Corrente máxima de coletor [ $\mu\text{A}$ ]	Índice de eficiência, $\eta$
10	2.89	5.10	0.2890
20	4.55	9.18	0.2275
30	5.76	12.84	0.1920
40	6.76	16.26	0.1690
50	7.62	19.50	0.1524
60	8.39	22.63	0.1398
70	9.84	25.66	0.1406
80	9.72	28.62	0.1215
90	10.32	31.51	0.1147
100	10.86	34.35	0.1089

**Tabela 4.1 - Dados de simulação do Gerador Senoidal com transistores PNP lateral da tecnologia CMOS 1,2 $\mu\text{m}$ .**

As informações do índice de eficiência pela corrente de polarização da tabela acima estão indicadas na figura 4.5.



**Figura 4.5 - Visualização gráfica da tabela 4.1.**

A variação do índice de eficiência pela corrente de polarização pode ser medida e linearizada para pequenas regiões. A indicação desta reta que lineariza o comportamento de  $\eta$  com IE é dada por:

$$K_n = \frac{\Delta\eta}{\Delta I_E} \quad (4.9)$$

Esse fator tem dimensão de  $A^{-1}$ , sendo uma fonte de erro para o Voltímetro Vetorial. Para reduzir este coeficiente deve-se diminuir a densidade de corrente dos transistores, para isto emprega-se baixos níveis de correntes ou então aumenta-se a área de emissor dos transistores, afastando assim a corrente de joelho para alta injeção, IKF.

Outra forma de diminuir o efeito de  $K_n$  é trabalhar com uma pequena variação da corrente de polarização  $I_E$ .

Utilizou-se estes recursos e levantou-se através de simulação com o programa Pspice o comportamento do índice de eficiência, para uma corrente  $I_E$  variando de  $38\mu A$  à  $58\mu A$ . Em cada caso, utilizou-se transistores com multiplicidade de área variável, cujo efeito é o mesmo que colocar transistores em paralelo, diminuindo a densidade de corrente em cada transistor. Em todos os casos manteve-se a temperatura em  $27^\circ C$ .

A tabela 4.2, indica os valores obtidos para o gerador senoidal implementado com transistores bipolares da tecnologia CMOS, com área igual a 4 vezes a área unitária, ou seja  $16\mu m$  por  $4\mu m$ .

Corrente de polariz., $I_E$ [ $\mu A$ ]	Amplitude máxima do Seno gerado [ $\mu A$ ]	Índice de eficiência, $\eta$
38	11.04	0.2906
43	12.04	0.2799
48	12.96	0.2701
53	13.84	0.2611
58	14.67	0.2529

**Tabela 4.2 - Índice de eficiência para o Gerador Senoidal com transistores PNP (área= $16\mu m$  por  $4\mu m$ ) do processo CMOS  $1,2\mu m$ .**

Na tabela 4.3 e 4.4 estão os valores para o mesmo transistor com área  $64\mu\text{m}$  por  $4\mu\text{m}$ , e  $160\mu\text{m}$  por  $4\mu\text{m}$  respectivamente.

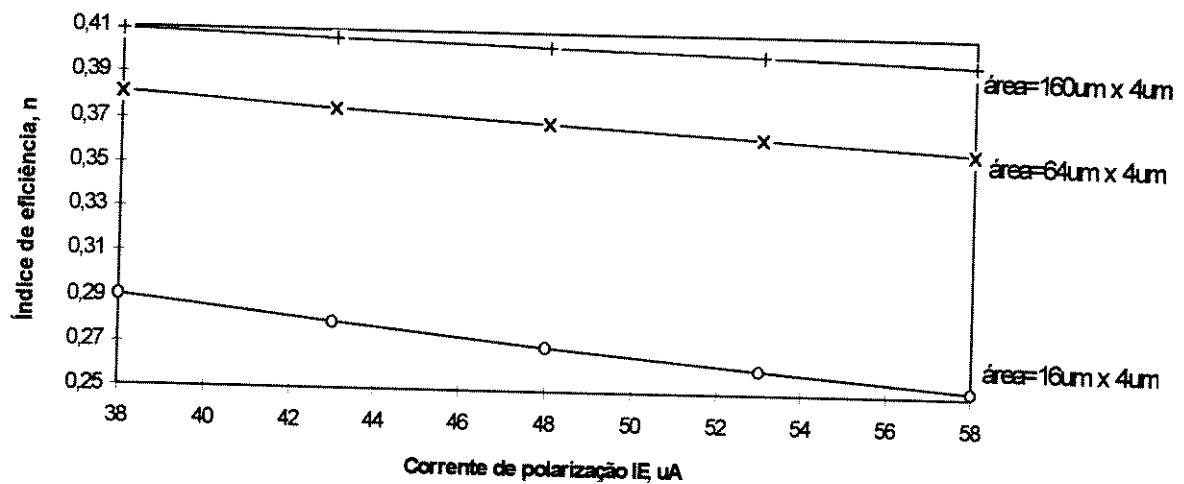
Corrente de polariz., IE [ $\mu\text{A}$ ]	Amplitude máxima do Seno gerado [ $\mu\text{A}$ ]	Índice de eficiência, $\eta$
38	14.47	0.3808
43	16.13	0.3750
48	17.74	0.3695
53	19.30	0.3642
58	20.82	0.3590

**Tabela 4.3 - Índice de eficiência para o gerador senoidal com transistores PNP (área =  $64\mu\text{m}$  por  $4\mu\text{m}$ ) do processo CMOS  $1,2\mu\text{m}$ .**

Corrente de polariz., IE [ $\mu\text{A}$ ]	Amplitude máxima do Seno gerado [ $\mu\text{A}$ ]	Índice de eficiência, $\eta$
38	15.56	0.4095
43	17.48	0.4066
48	19.38	0.4037
53	21.24	0.4008
58	23.09	0.3981

**Tabela 4.4 - Índice de eficiência para o gerador senoidal com transistores PNP (área =  $160\mu\text{m}$  por  $4\mu\text{m}$ ) do processo CMOS  $1,2\mu\text{m}$ .**

Na figura 4.6 estão as curvas que representam os três casos anteriores.



**Figura 4.6 - Comportamento do índice de eficiência para o Gerador Senoidal com transistores PNP da tecnologia CMOS 1,2 $\mu$ m com diferentes áreas de emissor.**

Outra forma de atenuar o efeito da mudança do índice de eficiência é o uso de um transistor que possua IKF maior. Visando essa medida, torna-se necessária a escolha de um outro dispositivo. Um transistor também estudado é o bipolar NPN com duplo contato de base da tecnologia BiCMOS 1,2 $\mu$ m, duplo poly, duplo metal da AMS, que possui IKF de 1,14mA e área mínima de emissor 1,2 $\mu$ m por 1,2 $\mu$ m.

As tabelas 4.5 e 4.6 indicam a mudança do índice de eficiência para cada tensão de polarização IE, utilizando diferentes áreas de emissor, sendo 1,2 $\mu$ m por 1,2 $\mu$ m e 5 $\mu$ m por 1,2 $\mu$ m, respectivamente.

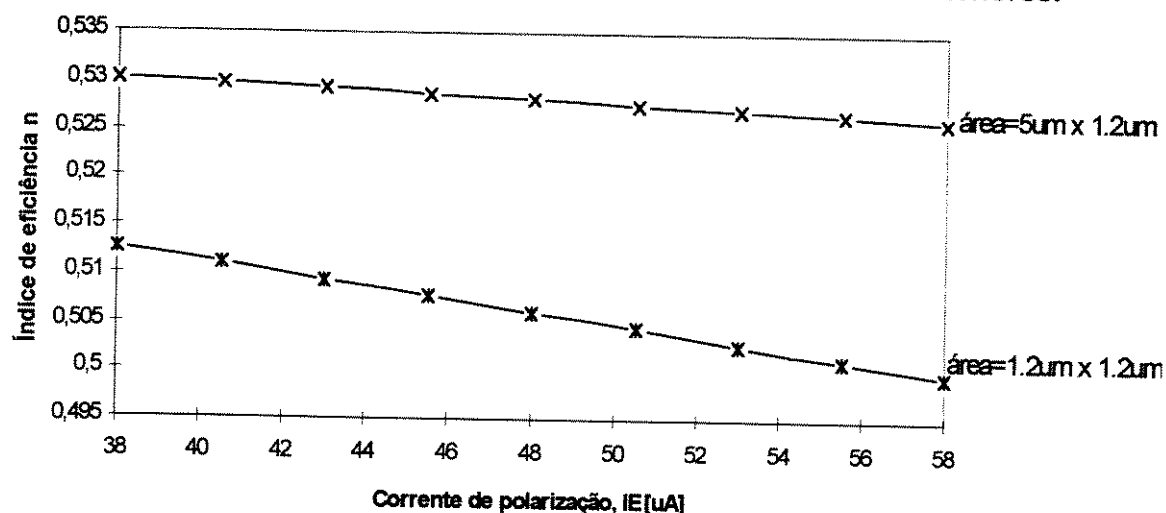
Corrente de polariz., IE [ $\mu$ A]	Amplitude máxima do Seno gerado [ $\mu$ A]	Índice de eficiência, $\eta$
38	19.48	0.5126
43	21.90	0.5093
48	24.29	0.5060
53	26.65	0.5028
58	28.97	0.4995

**Tabela 4.5 - Índice de eficiência para o gerador senoidal com transistores NPN (área=1,2 $\mu$ m por 1,2 $\mu$ m) do processo BiCMOS 1.2 $\mu$ m.**

Corrente de polariz., IE [ $\mu$ A]	Amplitude máxima do seno gerado [ $\mu$ A]	Índice de eficiência, $\eta$
38	20.15	0.5302
43	22.76	0.5292
48	25.35	0.5281
53	27.94	0.5271
58	30.51	0.5261

**Tabela 4.6 - Índice de eficiência para o gerador senoidal com transistores NPN (área=5 $\mu$  por 1,2 $\mu$ m) do processo BiCMOS 1.2 $\mu$ m.**

Na figura 4.7 são plotados os valores das duas tabelas anteriores.



**Figura 4.7 - Comportamento do índice de eficiência para o Gerador Senoidal com transistores NPN da tecnologia BiCMOS 1.2 $\mu$ m para diferentes áreas de emissor.**

A tabela 4.7, lista o fator  $K_n$  para os cinco casos anteriores, sendo eles:

Caso 1: Transistor PNP lateral da tecnologia CMOS 1,2 $\mu$ A, área=16 $\mu$ m por 4 $\mu$ m.

Caso 2: Transistor PNP lateral da tecnologia CMOS 1,2 $\mu$ A, área=64 $\mu$ m por 4 $\mu$ m.

Caso 3: Transistor PNP lateral da tecnologia CMOS 1,2 $\mu$ A, área=160 $\mu$ m por 4 $\mu$ m.

Caso 4: Transistor NPN da tecnologia BiCMOS 1,2 $\mu$ A, área=1,2 $\mu$ m por 1,2 $\mu$ m.

Caso 5: Transistor NPN da tecnologia BiCMOS 1,2 $\mu$ A, área=5 $\mu$ m por 1,2 $\mu$ m.

caso	$K_n [A^{-1}]$
1	-10386 E-6
2	-3433 E-6
3	-1514 E-6
4	-1380 E-6
5	-396 E-6

**Tabela 4.7 - Comparação de  $K_n$  para transistores de diferentes tecnologias e áreas.**

#### **4.4 - Conclusão**

Procurou-se mostrar neste capítulo que é possível implementar um gerador senoidal de Gilbert em tecnologia CMOS, usando os transistores laterais disponíveis. As diversas análises efetuadas, que foram comprovadas com resultados de simulação, mostram que a principal fonte de erro reside na baixa eficiência dos transistores ( $ICL/ICV$ ).

O desempenho do circuito melhora com o aumento da área de emissor dos transistores. Tendo em vista que os transistores podem atingir dimensões exageradas para que tenham um menor erro, torna-se conveniente a utilização da tecnologia AMS BiCMOS.

## CAPÍTULO V

### Análise do Voltímetro Vetorial.

#### 5.1 - Modelo Matemático

Admitindo a seguinte função,  $FS(wt)$ , obtida através do Gerador Senoidal de Gilbert:[9]

$$FS(\eta, IE, EX, EB) = \eta \cdot IE \cdot \sin \frac{\pi \cdot EX}{(N-1) \cdot EB} \quad (5.1)$$

onde todos os fatores já foram descritos anteriormente.

Se a tensão  $Ex$  variar de forma periódica, fazendo com que o argumento varie de  $-1$  a  $1$ , tem-se como resultado um Seno com amplitude  $\eta \cdot IE$ . na faixa de  $2\pi$  rad. Então, pode-se igualar o termo  $\frac{\pi \cdot EX}{(N-1) \cdot EB}$  a  $wt$ , onde  $w$  é a frequência angular determinada pela frequência de  $EX$ . Ou seja:

$$FS(\eta, IE, wt) = \eta \cdot IE \cdot \sin(wt) \quad (5.2)$$

A corrente  $IE$  foi admitida constante, mas pode-se modular essa corrente atribuindo uma forma senoidal, com frequência angular também  $wt$ :

$$IE = I_C + I_A \sin(wt + \theta) \quad (5.3)$$



onde  $I_C$  é um nível DC e  $\theta$  uma defasagem qualquer.

Usando esse novo valor de IE na equação de FS,

$$FS(\eta, C, A, \theta) = \eta(I_C + I_A \sin(\omega t + \theta)) \sin \omega t \quad (5.4)$$

Tem-se uma nova expressão para a função FS, dada por:

$$FS = \eta \cdot I_C \sin \omega t + \eta \cdot I_A (\cos \theta - \cos^2 \omega t \cdot \cos \theta + \cos \omega t \cdot \sin \omega t \cdot \sin \theta) \quad (5.5)$$

Aplicando-se uma tensão  $E_{def}$  no terminal oposto àquele onde é aplicada a tensão  $E_x$ , figura 3.1, tem-se uma cosenoide, que pode ser expressa por  $FC(\omega t)$ , e também pode ser dado o mesmo tratamento anterior, então:

$$FC(\eta, IE, \omega t) = \eta \cdot IE \cdot \cos(\omega t) \quad (5.6)$$

Admitindo o mesmo IE anterior:

$$IE = I_C + I_A \cdot \sin(\omega t + \theta) \quad (5.7)$$

Obtem-se:

$$FC = \eta \cdot I_C \cos \omega t + \eta \cdot I_A (\sin \theta - \sin^2 \omega t \cdot \sin \theta + \sin \omega t \cdot \cos \omega t \cdot \cos \theta) \quad (5.8)$$

Sejam as funções anteriores  $FS(\omega t)$  e  $FC(\omega t)$ , periódicas, com período  $T=2\pi/\omega$ . Cada uma destas funções pode ser representada por uma série do tipo:

$$F(\omega t) = \frac{1}{2} i_0 + i_1 \cos \omega_0 t + i_2 \cos 2\omega_0 t + \dots + j_1 \sin \omega_0 t + j_2 \sin 2\omega_0 t + \dots \quad (5.9)$$

$$= \frac{1}{2}i_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (i_n \cos nw_0 t + j_n \sin nw_0 t), \quad (5.10)$$

Que são chamadas de *séries trigonométricas de Fourier*.

A determinação do coeficiente  $\frac{1}{2}a_0$  é feito da seguinte forma:

$$\frac{1}{2}i_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} F(wt) dw t \quad (5.11)$$

ou

$$i_0 = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} F(wt) dw t \quad (5.12)$$

Sendo,  $\frac{1}{2}i_0$  o valor médio de  $F(wt)$  em um período.

Nota-se que as duas expressões anteriores,  $FS(wt)$  e  $FC(wt)$ , têm um valor médio, determinado por  $\eta \cdot I_A \sin \theta$  e  $\eta \cdot I_A \cos \theta$  respectivamente. Conforme já mostrado no capítulo II, estes valores correspondem às coordenadas cartesianas da defasagem entre os sinais.

## 5.2 - Análise gráfica do Voltímetro Vetorial.

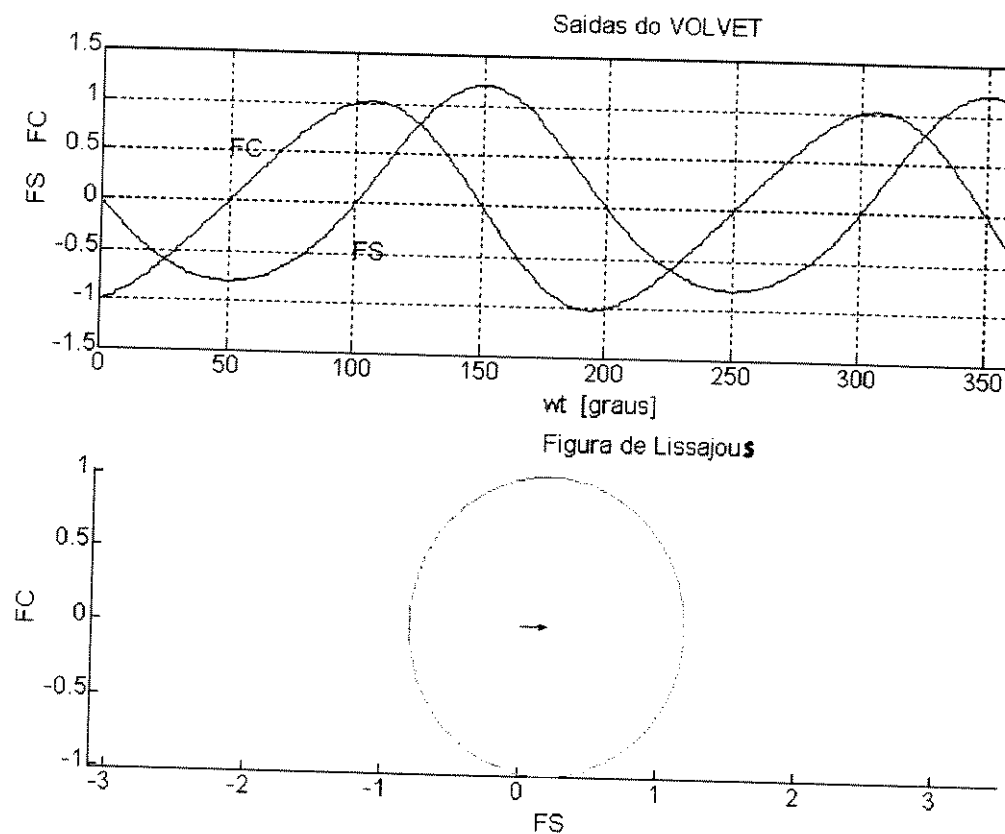
As funções  $FS(wt)$  e  $FC(wt)$  foram plotadas no gráfico da figura 5.1, usando-se os seguintes valores:  $\eta=1$  e  $I_C=1$ .

As variáveis  $I_A$  e  $\theta$  são o módulo e fase do sinal de desbalanceamento da entrada. Em cada exemplo assumiu-se um determinado valor.

Cada figura possui dois gráficos, no primeiro indica-se os valores das funções  $FS(wt)$  e  $FC(wt)$  para um intervalo de  $2\pi$  rad e no segundo, mostra-se a componente de Lissajous das duas funções anteriores. O vetor no centro da figura de Lissajous aponta da origem (0,0), para o valor médio das duas funções, sendo uma representação gráfica da saída do Voltímetro Vetorial (VOLVET).

O algoritmo em Matlab que gera esses gráficos está no apêndice E

Caso 1)  $I_A=0,2$ ,  $\theta=0^\circ$ :



**Figura 5.1 - Análise gráfica da saída do VOLVET para o caso 1.**

Caso 2)  $I_A=0,3$ ,  $\theta=45^\circ$ :

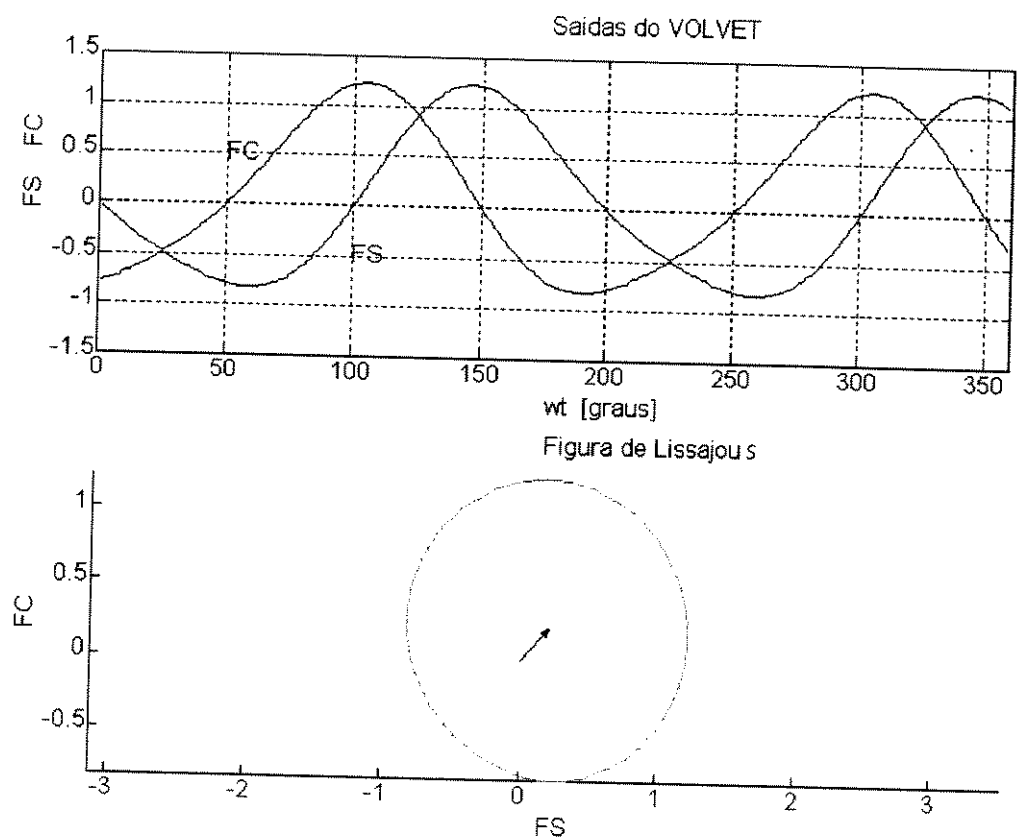


Figura 5.2 - Análise gráfica da saída do VOLVET para o caso 2.

Caso 3)  $I_A=0,15$ ,  $\theta=215^\circ$ :

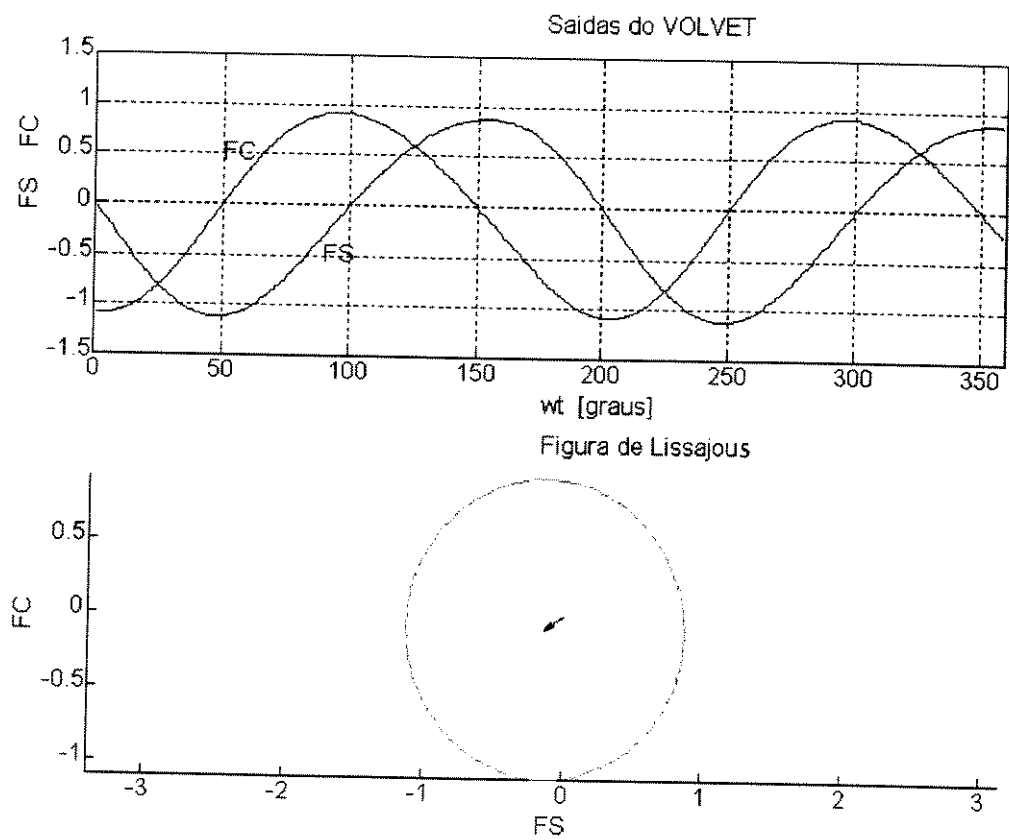


Figura 5.3 - Análise gráfica da saída do VOLVET para o caso 3.

### 5.3 - Implementação do Modelo Matemático e Influência da Mudança do Índice de Eficiência

Com o objetivo de estudar a precisão do método Wattimétrico implementado com o gerador senoidal de Gilbert, analisou-se matematicamente o método, utilizando as fórmulas do desenvolvimento do Voltímetro Vetorial através do algoritmo em Matlab que se encontra no apêndice F.

Considerando o sinal modulador de IE, sendo:

$$IE = I_C + I_A \sin(\omega t + \theta)$$

Fez-se: Nível D.C. da corrente de emissor,  $I_C=48\mu A$ .

Frequência angular,  $\omega t=600\pi \text{rad}$ .

Módulo do desbalanceamento,  $I_A$ , constante em  $10\mu A$ .

Fase do desbalanceamento,  $\theta$  variou de  $1$  à  $360^\circ$ .

A variação do índice de eficiência com a corrente de coletor também foi introduzida no cálculo, Para isso ajustou-se um polinômio de ordem 1, usando os valores da tabela 4.6, que corresponde aos dados do transistor bipolar da tecnologia BiCMOS  $1,2\mu m$ , área de  $5\mu m$  por  $1,2\mu m$ . Para cada ângulo  $\theta$  foram extraídos os valores médios MFS e MFC das funções FS( $\omega t$ ) e FC( $\omega t$ ).

$$MFS = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \left[ \eta \cdot I_C \sin \omega t + \eta \cdot I_A (\cos \theta - \cos^2 \omega t \cdot \cos \theta + \cos \omega t \cdot \sin \omega t \cdot \sin \theta) \right] d\omega t \quad (5.13)$$

$$MFC = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \left[ \eta \cdot I_C \cos \omega t + \eta \cdot I_A (\sin \theta - \sin^2 \omega t \cdot \sin \theta + \sin \omega t \cdot \cos \omega t \cdot \cos \theta) \right] d\omega t \quad (5.14)$$

O ângulo resultante definido por  $\theta_R$  é o seguinte:

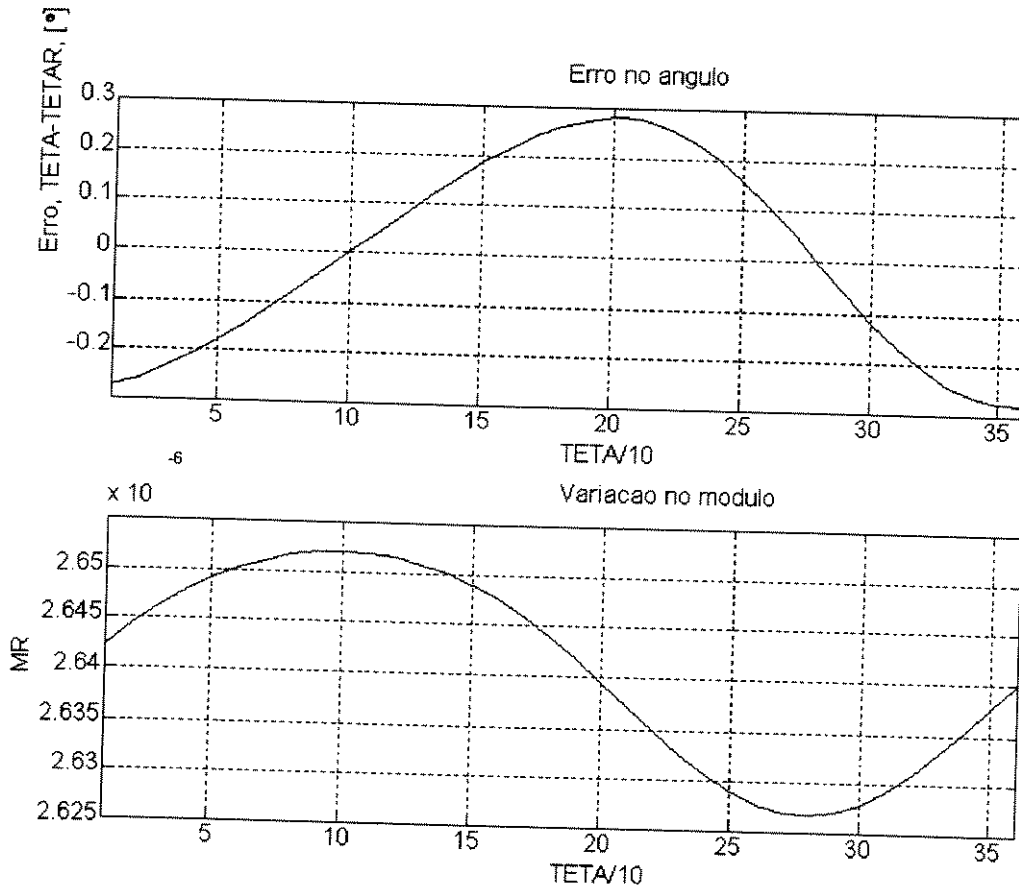
$$\theta_R = \arctan(MFC/MFS) \quad (5.15)$$

E o módulo resultante é o seguinte:

$$MR = \sqrt{MFS^2 + MFC^2} \quad (5.16)$$

O primeiro gráfico da figura 5.4 indica para cada ângulo  $\theta$  o erro, ou seja,  $\theta - \theta_R$ , variando  $\theta$  de 1 à 360°.

O segundo gráfico da mesma figura indica o comportamento do módulo recuperado, MR.



**Figura 5.4 - Erro do ângulo e comportamento no módulo da análise matemática do VOLVET.**

## 5.4 - Conclusão

Em função do que foi visto neste capítulo, pode-se concluir que:

O erro máximo obtido para o ângulo é de  $0,28^\circ$ .

Idealmente o módulo deveria manter-se constante, mas apresentou uma variação de 0,48% em torno do valor médio de  $2,64E-6$ .

A partir do desenvolvimento teórico do VOLVET, cabe agora a sua implementação através de um circuito integrado, na próxima etapa, serão analisados alguns circuitos que também compõem o VOLVET.



## **CAPÍTULO VI**

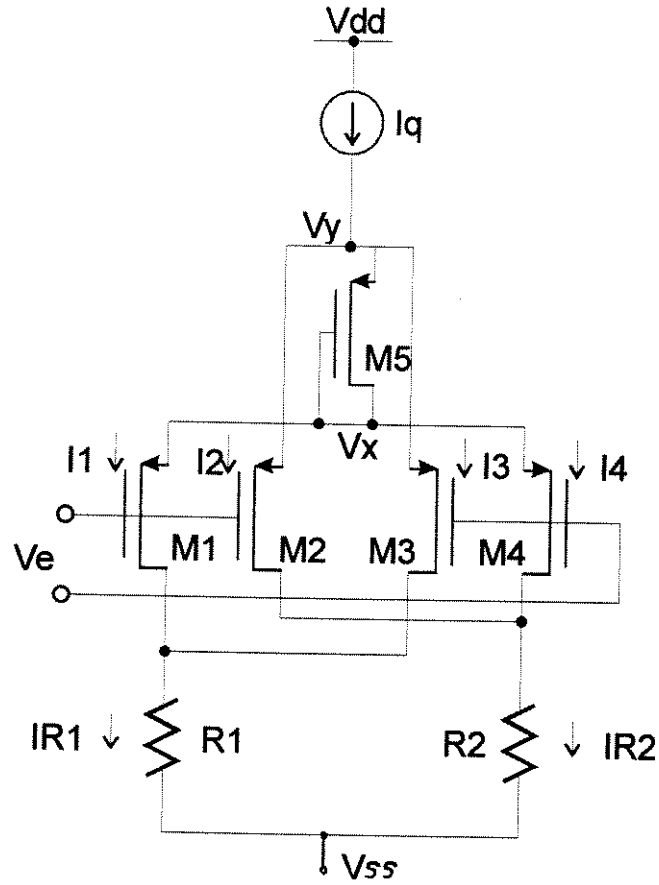
### **Circuitos Auxiliares**

#### **6.1- Introdução**

As operações efetuadas pelo circuito integrado, que constitui o núcleo do Voltímetro Vetorial, se processam em modo de corrente, obedecendo o princípio translinear [3,15]. Os sinais de entrada e saída, entretanto, como ocorre normalmente, são tensões e como tal, requerem um estágio de conversão. Assim, o circuito tem na sua entrada um conversor Tensão-Corrente linear e de ampla faixa dinâmica e na saída, um conversor inverso Corrente-Tensão

#### **6.2 - O Circuito conversor Tensão-Corrente.**

Foi escolhido como conversor Tensão-Corrente de entrada o circuito proposto em [14] pelas suas características de linearidade, faixa dinâmica e principalmente simplicidade de implementação. Pode-se descrever seu funcionamento de forma simplificada, admitindo que todos os transistores operem na região de saturação:



**Figura 6.1 - Conversor Tensão-Corrente**

$I_q$  é a corrente de polarização do circuito. Os transistores, MOS canal-P, estão imunes ao efeito de corpo, tendo em vista que se trata de um processo CMOS-poço N. Nestas condições pode-se considerar que a corrente de dreno para cada transistor do par cruzado na região de saturação é a seguinte[14]:

$$I_1 = k \left[ \frac{V_e}{2} - V_x - V_T \right]^2 \quad (6.1)$$

$$I_2 = k \left[ \frac{V_e}{2} - V_y - V_T \right]^2 \quad (6.2)$$

$$I3 = k \left[ -\frac{Ve}{2} - Vy - VT \right]^2 \quad (6.3)$$

$$I4 = k \left[ -\frac{Ve}{2} - Vx - VT \right]^2 \quad (6.4)$$

sendo que:  $k = \frac{\mu.Cox.W}{2.L}$  (6.5)

$$\Delta I = IR1 - IR2 = (I1 + I3) - (I2 + I4) \quad (6.6)$$

$$\Delta I = -2kVe(Vx - Vy) \quad (6.7)$$

O transistor M5, conectado como diodo, simula uma fonte de tensão flutuante. A corrente de dreno sobre ele é a seguinte:

$$I5 = k(V_{PF5} - VT)^2 \quad (6.8)$$

Considerando o valor de k elevado, tem-se:

$$V_{PF5} = \sqrt{\frac{I5}{k}} + VT \cong VT \quad (6.9)$$

A equação do conversor tensão corrente torna-se:

$$\Delta I = 2k.Ve.VT \quad (6.10)$$

Usando-se como saída apenas um lado do conversor, ou seja, a corrente IR1 ou IR2, teremos a metade da inclinação obtida na equação anterior.

$$IR1 = -IR2 = k.V_e.VT$$

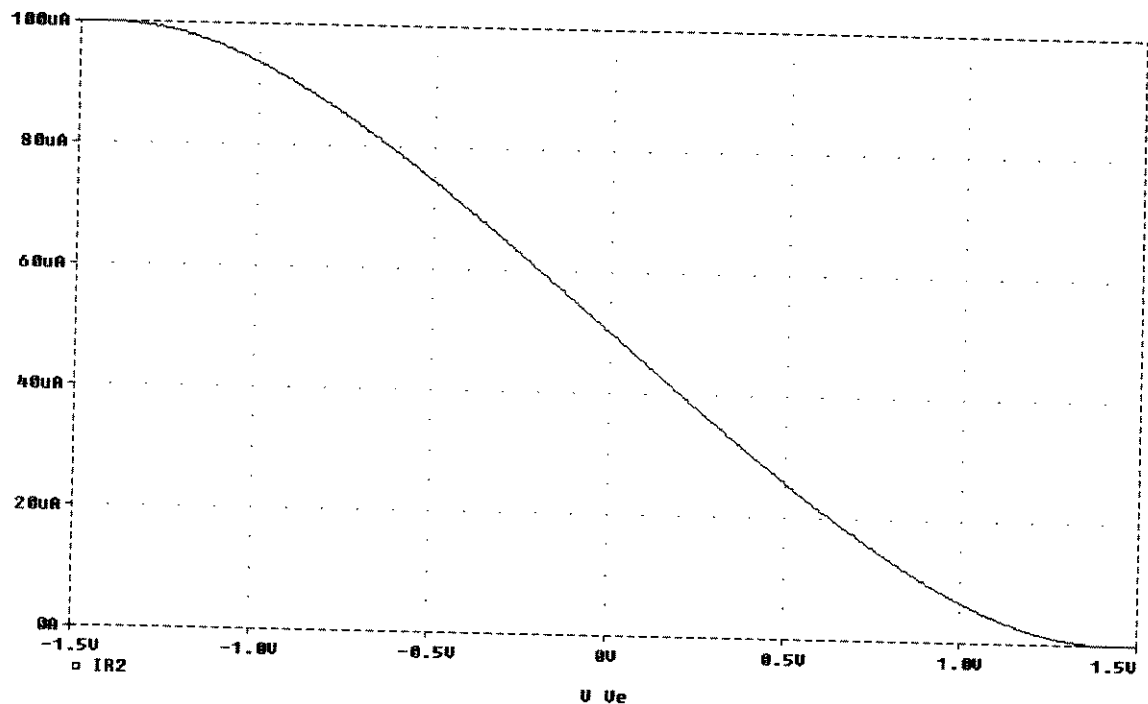
(6.11)

### 6.3 - Simulação do conversor Tensão-Corrente

Para a simulação do circuito conversor foram usados os transistores da tecnologia BiCMOS AMS 1,2 $\mu$ m. Fez-se os transistores M1-M5 com dimensões W=50 $\mu$ m e L=10 $\mu$ m, tendo os substratos conectados a Vdd. A corrente Iq de 100 $\mu$ A, Vdd=+2,5 V e Vss=-2,5 V.

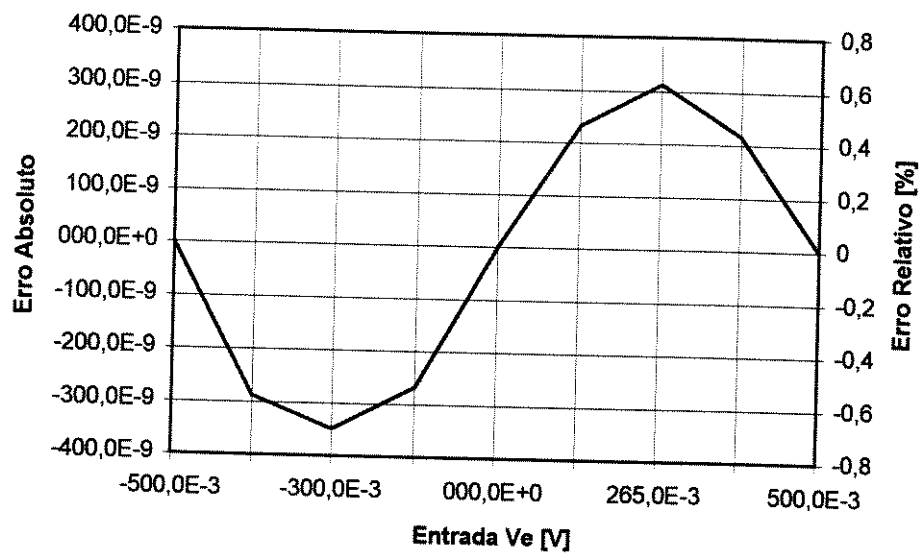
No lugar de cada resistor (R1 e R2), usou-se dois transistores MOS, canal N, em série, onde cada um teve o eletrodo porta conectado ao eletrodo dreno e os substratos à Vss.

No gráfico da figura 6.2, tem-se uma idéia da faixa de excursão do conversor, onde variou-se Ve de -1,5 V à +1,5 V.



**Figura 6.2 - Corrente de saída pela tensão de entrada no conversor Tensão-Corrente.**

O erro de linearidade do circuito para a faixa de  $V_e$  variando de  $-0,5\text{ V}$  à  $+0,5\text{ V}$  é dada no gráfico da figura 6.3.



**Figura 6.3 - Erro de linearidade do conversor Tensão-Corrente.**

Observando o gráfico anterior, verifica-se um erro máximo de linearidade de  $0,7\%$ .

## 6.4 - O Circuito Conversor Corrente-Tensão

Para efetuar a conversão Corrente-Tensão na saída foi adotado o circuito mostrado na figura 6.4, que corresponde a uma versão MOS do circuito, originalmente bipolar, proposto em [15].

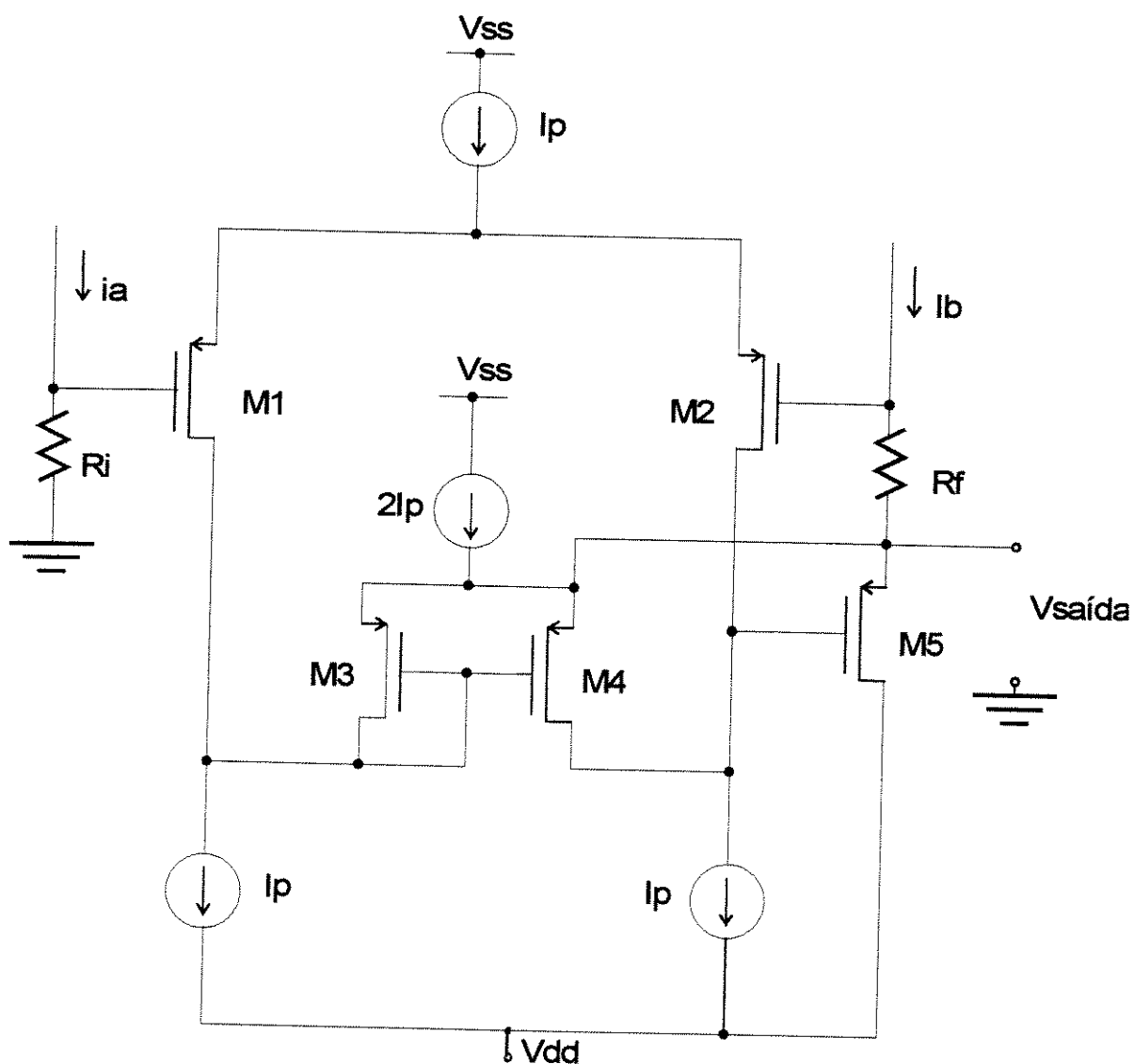
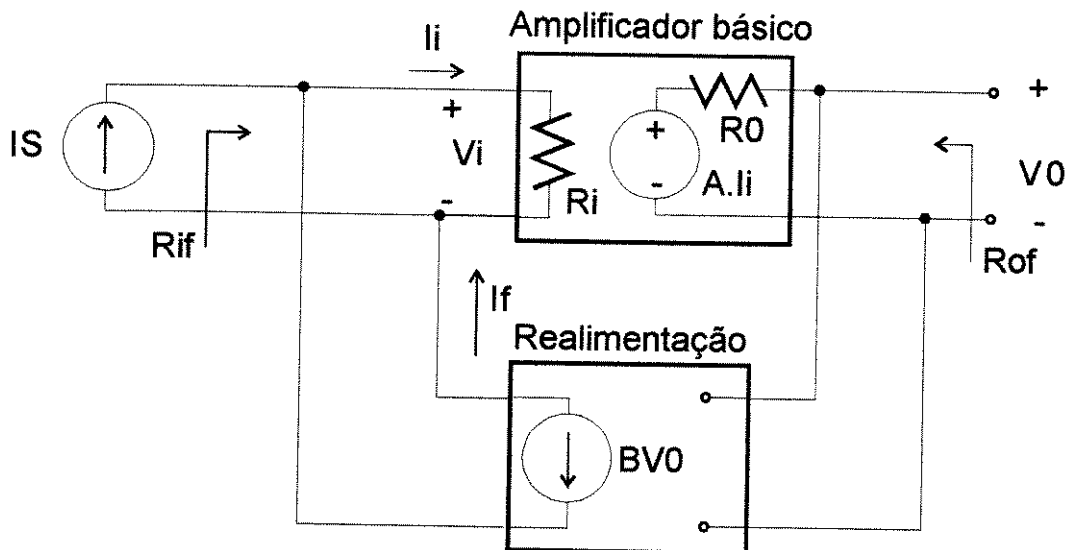


Figura 6.4 - Circuito conversor Corrente-Tensão

Trata-se de um amplificador diferencial de tensão, operando numa estrutura realimentada, configurando um típico sistema de realimentação PARALELO-PARALELO.

Sob o ponto de vista sistêmico o circuito pode ser avaliado através do esquema básico mostrado abaixo [16]:



**Figura 6.5 - Características da realimentação paralelo-paralelo**

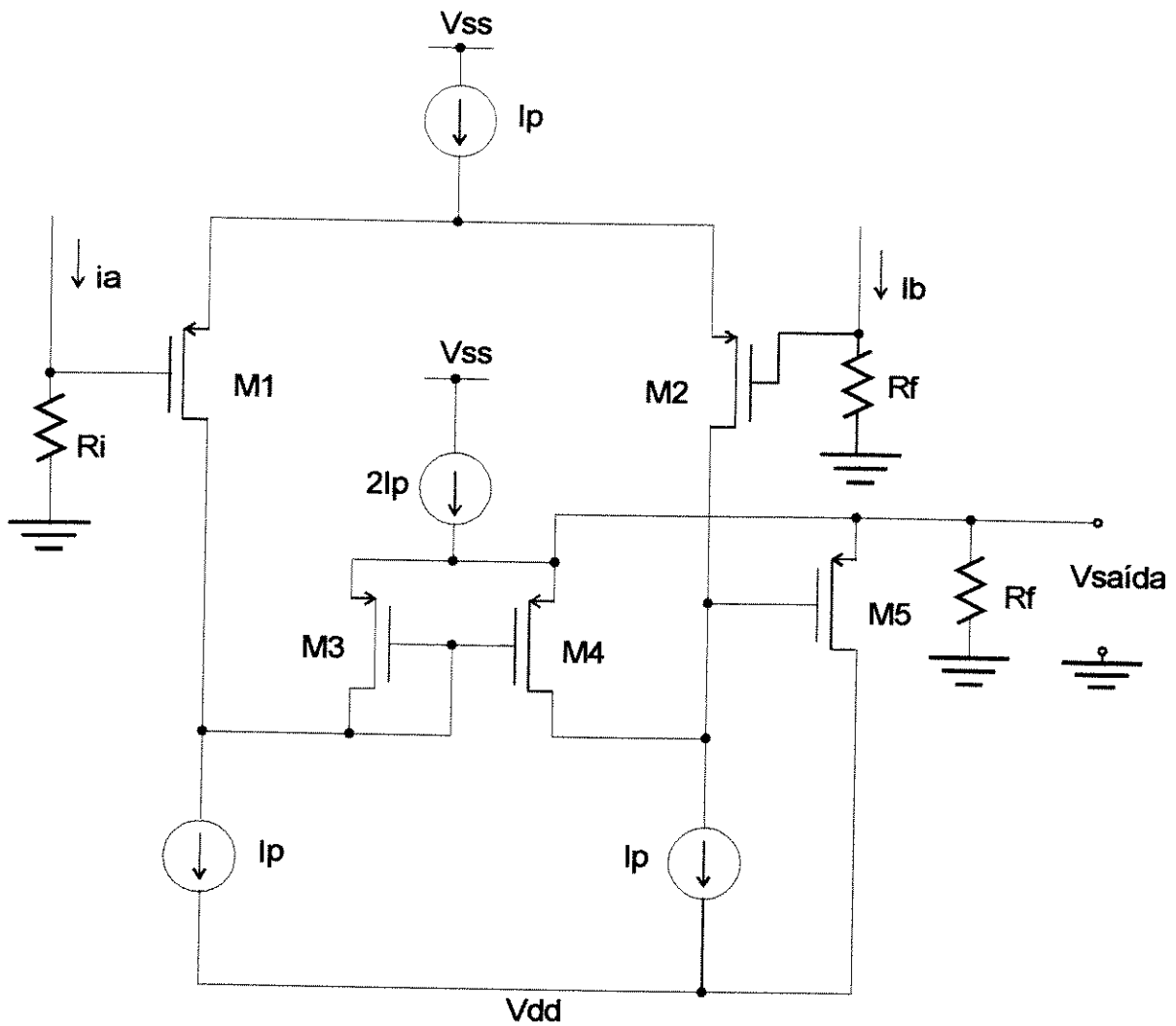
O ganho com realimentação é definido por:

$$A_f = \frac{V_0}{I_S} = \frac{A}{1 + AB} \quad (6.12)$$

Sendo que o ganho do amplificador básico, em malha aberta, é definido por A e o fator de realimentação definido por B.

## 6.5 - Circuito do Amplificador em malha aberta

Para evidenciar sua função de transferência convém relembrar que uma estrutura realimentada pode ser convertida em uma estrutura de malha aberta levando-se em conta o efeito de carga.



**Figura 6.6 - Circuito conversor Corrente-Tensão em malha aberta.**

Sem nenhuma corrente aplicada à entrada, isto é, com os terminais de entrada aterrados, tem-se que a corrente de polarização nos transistores de M1 à M4 é  $I_p/2$  e em M5 é  $I_p$ . Para transistores com as mesmas dimensões de W e L, considerando-se que as transcondutâncias e as resistências de dreno fonte do par de transistores formado por M1 e M2 são aproximadamente iguais, então  $g_{m1} = g_{m2}$  e  $RDS_1 = RDS_2$ . Para os transistores M3 e M4 pode-se também fazer a seguinte aproximação,  $g_{m3} = g_{m4}$  e  $RDS_3 = RDS_4$ . Se  $R_f = R_i$ , então o ganho de malha aberta aproximado é dado por :



$$A = \frac{v_s}{i_b - i_a} = g_{m_1} \cdot g_{m_3} \cdot R_f^2 \cdot \frac{R_{DS_2} \cdot R_{DS_4}}{R_{DS_2} + R_{DS_4}} \quad (6.13)$$

Usando os transistores canal P da tecnologia BiCMOS 1,2 $\mu$ , fazendo as dimensões W=50 $\mu$ m e L=10 $\mu$ m e corrente I<sub>p</sub>=25 $\mu$ A, tem-se um ganho em malha aberta aproximadamente de  $\frac{v_s}{i_b - i_a} = 148280 \Omega$ , que é o ganho do amplificador de transresistência sem realimentação.

No circuito da figura 6.5 o fator de realimentação é dado por:

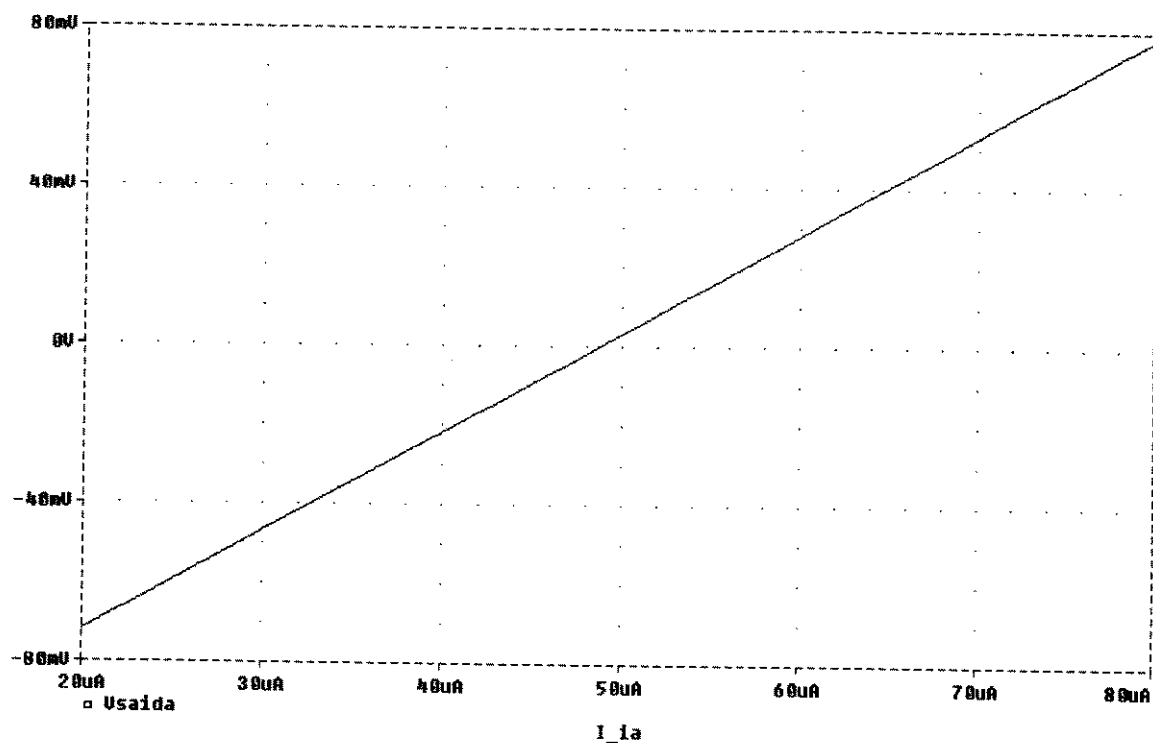
$$B = \frac{1}{R_f}$$

Usando a equação 6.12 o ganho com realimentação é dado por:

$$A_f = \frac{A}{1 + A \cdot B} = 2459$$

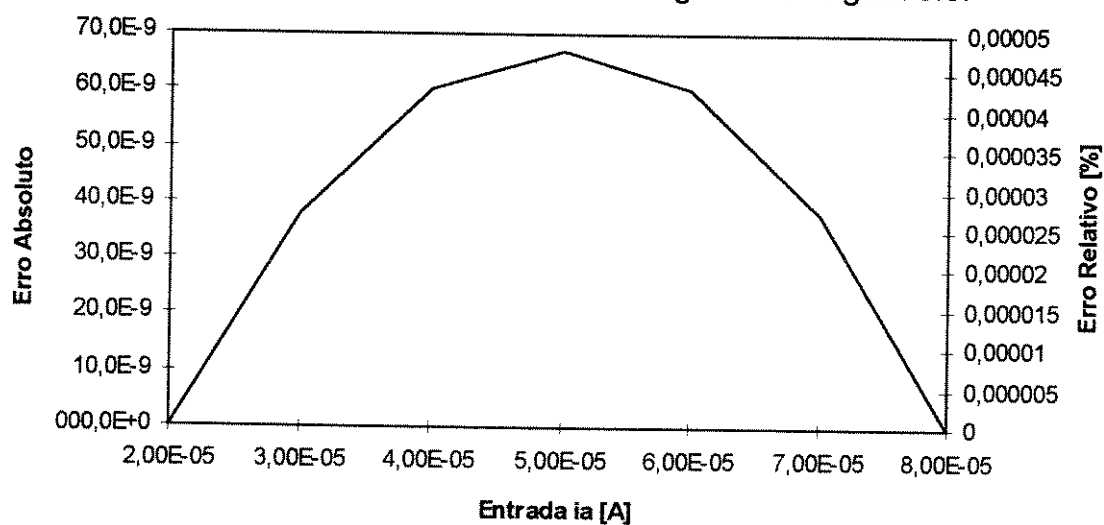
## 6.6 - Simulação do conversor Corrente-Tensão

Com os parâmetros já definidos anteriormente, simulou-se o circuito conversor. Para implementar uma condição de operação próxima à do Voltímetro Vetorial, manteve-se a corrente de entrada **i<sub>b</sub>** em 50 $\mu$ A e variou-se a corrente **i<sub>a</sub>** de 20 $\mu$ A à 80 $\mu$ A. Fez-se as tensões V<sub>dd</sub>=2,5V e V<sub>ss</sub>=-2,5V e o substrato de cada transistor em V<sub>dd</sub>. A saída resultante pode ser vista no gráfico da figura 6.7.



**Figura 6.7 - Tensão de saída pela corrente de entrada do conversor Corrente-Tensão.**

A medida do erro de linearidade está no gráfico da figura 6.8.



**Figura 6.8 - Erro de linearidade do conversor Corrente-Tensão.**

Verifica-se, portanto, que o circuito apresenta um erro máximo de linearidade de 0,00005%.

## CAPÍTULO VII

### Projeto de um Circuito Integrado que constitui o núcleo de um Voltímetro Vetorial Analógico.

#### 7.1 - Diagrama de Blocos do Voltímetro Vetorial:

Apresenta-se na figura 7.1 o diagrama de blocos de um Voltímetro Vetorial (VOLVET).

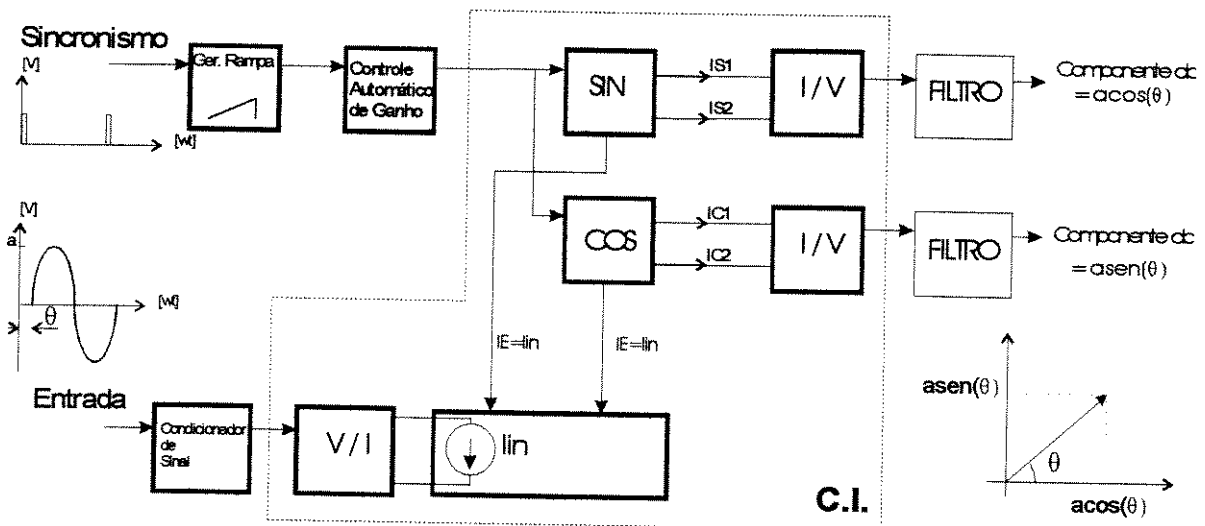


Figura 7.1 - Diagrama de blocos do VOLVET

O Voltímetro vetorial em questão se baseia no método Wattimétrico, que é explicado no item 2.1, e como tal requer a geração concomitante das funções Seno e Coseno, sincronizadas a um sinal externo. Para isto é produzida uma rampa de tensão em fase com o chamado sinal de sincronismo. A tensão

produzida por este gerador de rampa é aplicada as entradas dos geradores de Seno e Coseno, sendo a amplitude desta tensão correspondente ao argumento das funções calculadas. Assim, para o cálculo de um ciclo completo de cada uma destas funções é necessário que os valores mínimo e máximo da rampa de tensão se mantenham fixos. Por esta razão é necessário que haja um controle automático de ganho agregado ao gerador e que responda de forma rápida a variação em frequência do sinal externo de sincronismo que aciona o gerador de rampa.

Para produzir a função Coseno é utilizado o mesmo circuito que produz a função Seno, no qual a tensão de entrada está deslocada de um nível D.C. equivalente em número a  $\pi/2$ , conforme é detalhado no item 3.4.

A multiplicação destes sinais, Seno e Coseno, pelo sinal de entrada que deve ser caracterizado, conforme exige o método Wattimétrico, é feita de forma muito simples: modulando-se a corrente de polarização da própria célula geradora de Seno. O mecanismo em que este processo se baseia é explicado de forma detalhada no item 5.1. Para evitar a saturação dos sinais processados e permitir que o sinal de entrada tenha uma amplitude ajustável externamente, o Voltímetro Vetorial tem um *front-end* que efetua o condicionamento do sinal de entrada.

O sinal de tensão, devidamente condicionado é convertido em corrente que por sua vez é duplicada para excitar os dois geradores de função. O circuito que efetua esta conversão, que deve ser linear e introduzir pouco erro no processo, é descrito no item 6.1.

A saída de cada um dos blocos geradores de Seno e Coseno, se dá em um par de correntes complementares. Esses sinais de corrente são convertidos em tensão, através do circuito já descrito no item 6.4. Os níveis de tensão D.C. presentes em cada um desses sinais são extraídos por dois filtros passa-baixa.

Os níveis D.C. obtidos correspondem às coordenadas cartesianas do vetor que indica o desbalanceamento do sinal de entrada.

Os blocos circundados pela linha pontilhada, que correspondem ao processamento analógico propriamente dito, foram implementados em forma monolítica e constituem o circuito integrado que é o objeto desse trabalho.

O diagrama esquemático desse circuito é mostrado na figura 7.2.

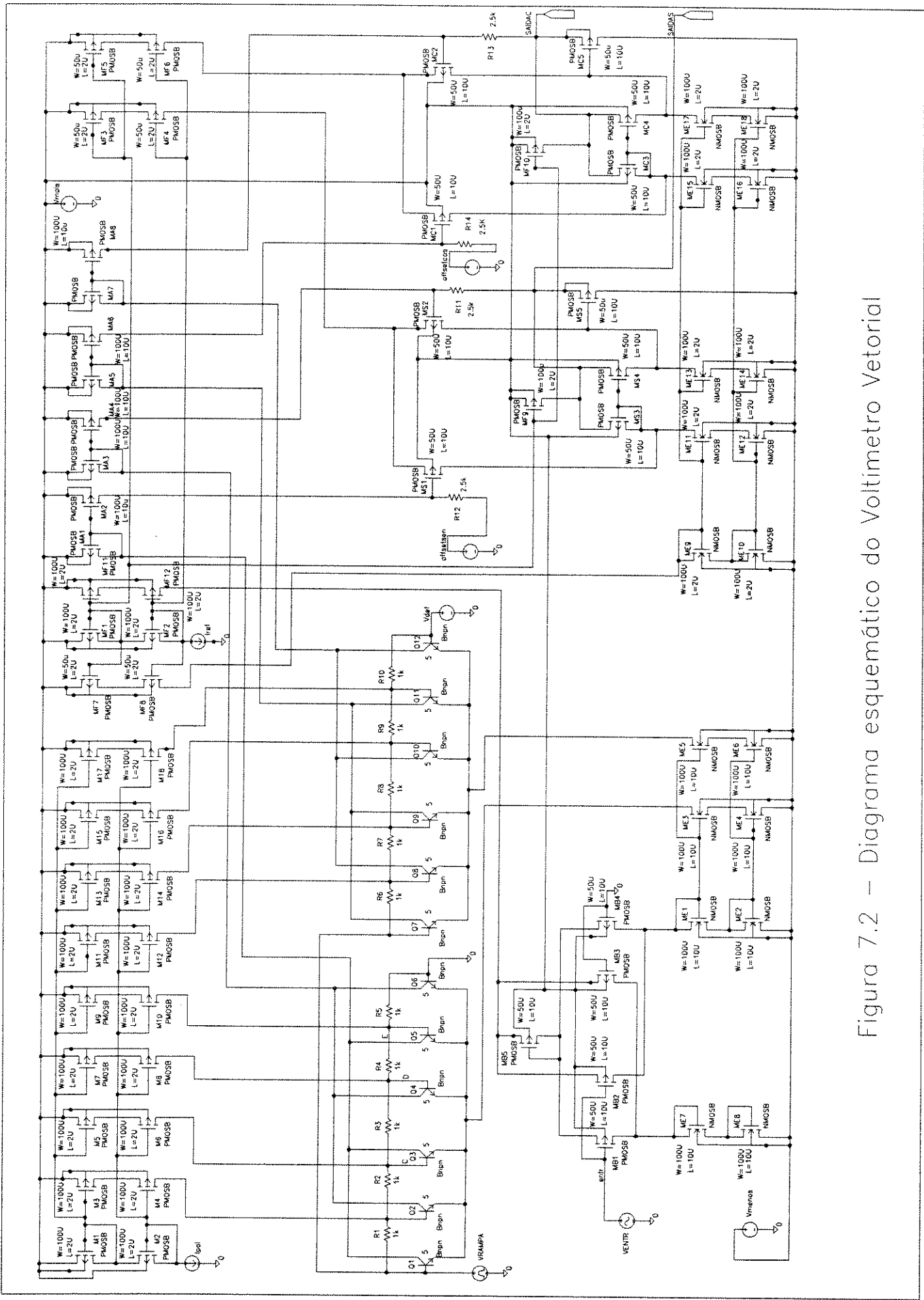


Figura 7.2 – Diagrama esquemático do Voltímetro Vetorial

Tendo em vista a tecnologia escolhida para a sua implementação, o circuito do Voltímetro Vetorial foi projetado para operar em  $\pm 2,5V$ .

O sinal VRAMPA é externo e excita os geradores de função Seno e Coseno. Os transistores Q1-Q6 compõem o gerador senoidal, que tem suas bases interconectadas por resistores (R1-R5) de  $1K\Omega$ , formando um divisor resistivo para a tensão VRAMPA. A extremidade do divisor resistivo oposta àquela em que é aplicado VRAMPA está aterrada, o que caracteriza o gerador senoidal, conforme já enfocado no item 3.3. As fontes de corrente que também compõem o gerador são implementadas com espelhos de corrente cascode na versão PMOS, pelas suas características de alta resistência de saída, transistores M1-M18. A corrente de polarização destes espelhos,  $I_{pol}$ , é definida externamente. Como já enfocado anteriormente o coeficiente  $\alpha$  (equação B4) que determina o índice de eficiência dos geradores depende apenas desta corrente já que o valor dos resistores interbase está fixo.

O gerador de Coseno formado pelos transistores Q7-Q12 é similar ao anterior, contudo, a extremidade do divisor resistivo, formado por R6-R10, oposta àquela em que é aplicado VRAMPA é feita igual à  $-187.5mV$  (equação 3.10), para causar a defasagem de  $90^\circ$  que define a função Coseno.

A tensão de entrada VENTR, é convertida em corrente através do conversor V/I formado por dois pares diferenciais com drenos cruzados, transistores PMOS MB1-MB4, e mais um transistor, MB5, que funciona como uma fonte de tensão flutuante. Este circuito é melhor descrito no item 6.2. A corrente de saída deste conversor é repetida e duplicada através dos espelhos cascode constituídos pelos transistores ME1-ME6, e polarizam os geradores de função. Este é o princípio que possibilita a multiplicação das funções Seno e Coseno com o sinal de entrada, necessária para a implementação do método Wattimétrico. O detalhamento deste processo está no item 5.1.

A saída dos geradores de função é dada, em cada caso, por um par de correntes. No caso do gerador senoidal, uma das saídas é a soma das correntes de coletor dos transistores Q1, Q3 e Q5 e a outra saída é a soma das correntes de Q2, Q4 e Q6. Para o gerador cosenoidal, uma das saídas é a soma das

correntes de coletor de Q7, Q9 e Q11 e a outra é a soma das correntes de Q8, Q10 e Q12.

Foram utilizados espelhos de corrente simples para repetir as correntes de saída dos geradores de função nas entradas dos conversores I/V, uma vez que os níveis de tensão nos coletores de Q1-Q2 devem permanecer próximos de VDD para evitar que ocorra a saturação nos mesmos.

O processamento seguinte destas correntes é feito por dois conversores I/V, o conversor que recebe o par de correntes do gerador senoidal é composto pelos transistores MS1-MS5, o conversor que recebe o par de correntes do gerador cosenoidal é composto pelos transistores MC1-MC5.

Esses conversores são amplificadores diferenciais de tensão, operando numa estrutura realimentada, onde R11 e R13 são os resistores de realimentação para cada caso. Os resistores R12 e R11 convertem a corrente vinda dos espelhos em tensão que por sua vez é aplicada à entrada do par diferencial formado por MS1 e MS2 que formam um par diferencial de entrada. No outro conversor o mesmo se aplica para R14 e R13 e para MC1 e MC2.

As fontes de tensão *offsetsen* e *offsetcos* que estão ligadas aos resistores R12 e R14, respectivamente, são tensões externas que servem para calibrar as duas saídas do Voltímetro Vetorial.

As duas saídas, chamadas de SAÍDAC e SAÍDAS correspondem individualmente à diferença das correntes de saída de cada gerador, multiplicada pelo ganho dos conversores I/V.

As fontes de corrente de  $50\mu\text{A}$  que polarizam os conversores I/V são obtidas através dos espelhos cascode, constituídos por transistores NMOS ME9-ME10 e transistores PMOS MF1-MF6. Duas fontes de corrente simples de  $100\mu\text{A}$  também polarizam os conversores I/V, e são constituídas pelos transistores PMOS MF9 e MF10.

A fonte de corrente de referência do circuito,  $I_{\text{ref}}$ , é externa. Seu valor de projeto é  $100\mu\text{A}$



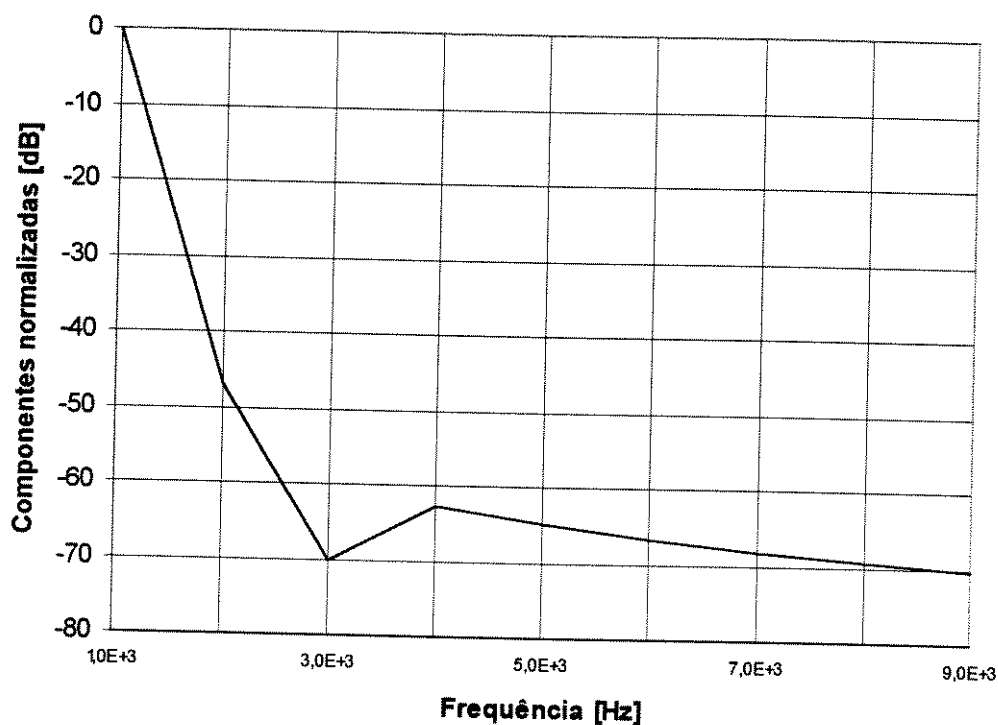
## 7.2 - Resultados de simulação:

Esse circuito foi simulado no programa Pspice, utilizando-se como modelo para os componentes os parâmetros fornecidos pela AMS, correspondente ao processo BiCMOS 1,2 $\mu$ m.

Para analisar primeiramente as funções Seno e Coseno geradas internamente, manteve-se a entrada aterrada e aplicou-se uma rampa à entrada dos geradores. Nestas condições foi feita a análise transiente para as frequências de 100Hz, 1KHz e 10KHz. As tabelas 7.1-7.6 indicam as componentes normalizadas de Fourier do Seno e Coseno obtidos nas frequências de análise. Cada tabela é acompanhada de um gráfico, figuras 7.3-7.8, que são a representação gráfica das componentes normalizadas de Fourier.

Número da harmônica	Componente normalizada	Fase Normalizada [graus]
1	1.000E+00	0.000E+00
2	4.552E-03	1.140E+02
3	3.114E-04	1.956E+02
4	7.309E-04	1.897E+02
5	5.685E-04	1.855E+02
6	4.606E-04	1.861E+02
7	3.909E-04	1.871E+02
8	3.406E-04	1.880E+02
9	3.016E-04	1.886E+02
T.H.D. =4.7166E-01 %		

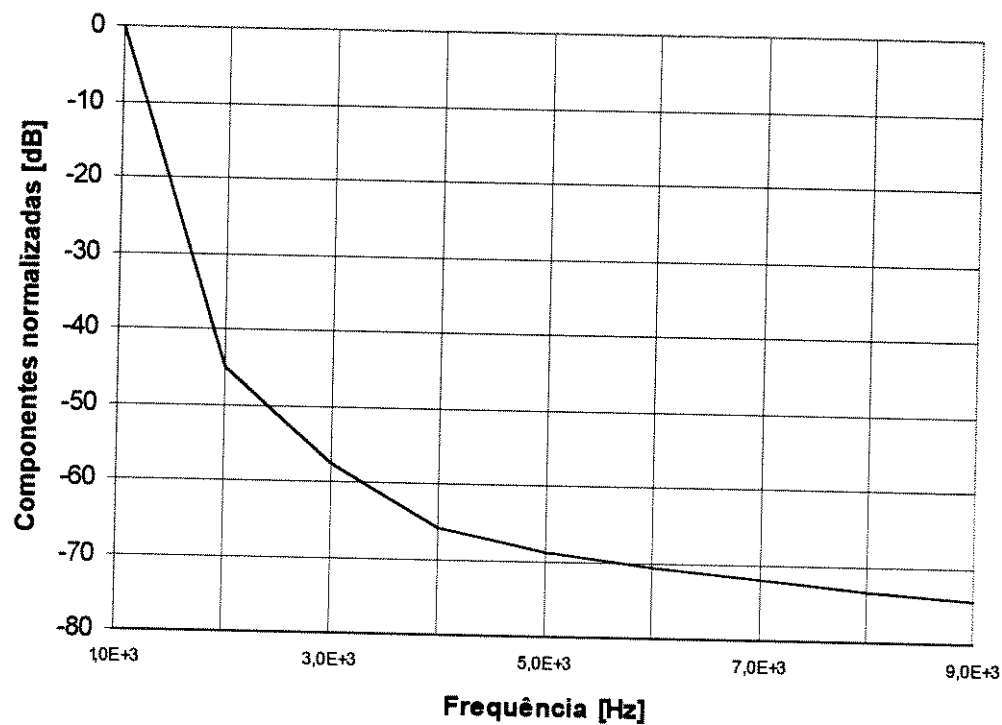
**TABELA 7.1 - Componente e fase normalizadas de Fourier da resposta transiente do Seno na frequência de 100Hz.**



**Figura 7.3 - Componentes normalizadas de Fourier da resposta transiente do Seno na frequência de 100Hz.**

Número da harmônica	Componente normalizada	Fase Normalizada [graus]
1	1.000E+00	0.000E+00
2	5.566E-03	1.865E+02
3	1.322E-03	2.012E+02
4	5.108E-04	2.288E+02
5	3.660E-04	2.412E+02
6	2.973E-04	2.474E+02
7	2.500E-04	2.528E+02
8	2.176E-04	2.559E+02
9	1.919E-04	2.600E+02
T.H.D. =5.7756E-01 %		

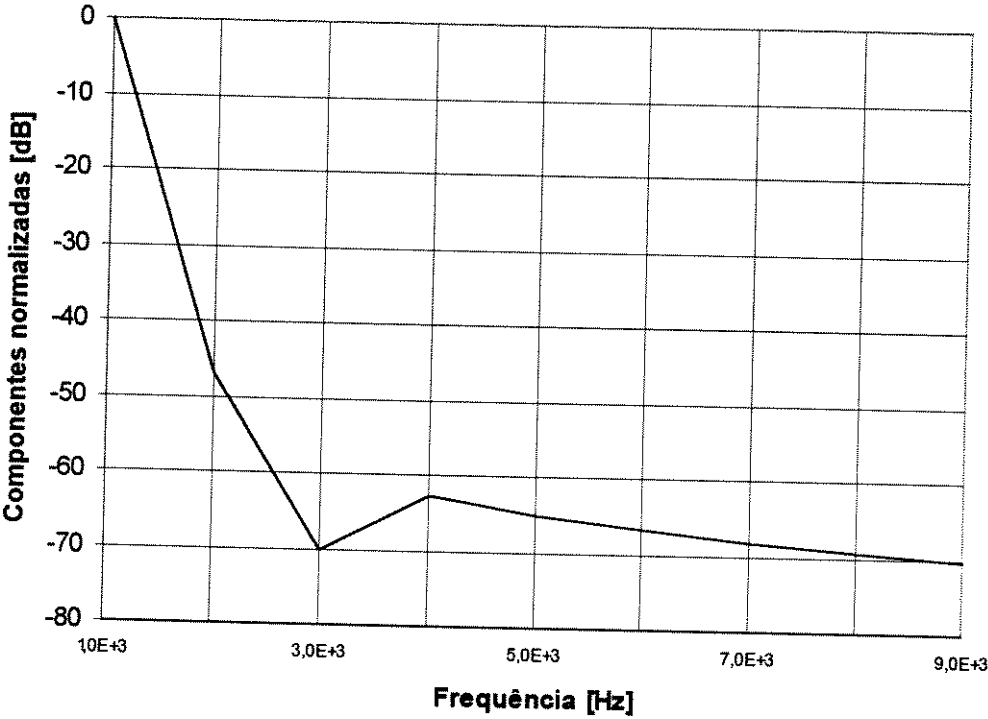
**TABELA 7.2 - Componente e fase normalizadas de Fourier da resposta transiente do Coseno na frequência de 100Hz.**



**Figura 7.4- Componentes normalizadas de Fourier da resposta transiente do Coseno na frequência de 100Hz.**

Número da harmônica	Componente normalizada	Fase Normalizada [graus]
1	1.000E+00	0.000E+00
2	4.554E-03	-2.460E+02
3	3.124E-04	-1.656E+02
4	7.313E-04	-1.708E+02
5	5.662E-04	-1.748E+02
6	4.615E-04	-1.741E+02
7	3.910E-04	-1.735E+02
8	3.404E-04	-1.731E+02
9	2.996E-04	-1.722E+02
T.H.D. =4.7184E-01 %		

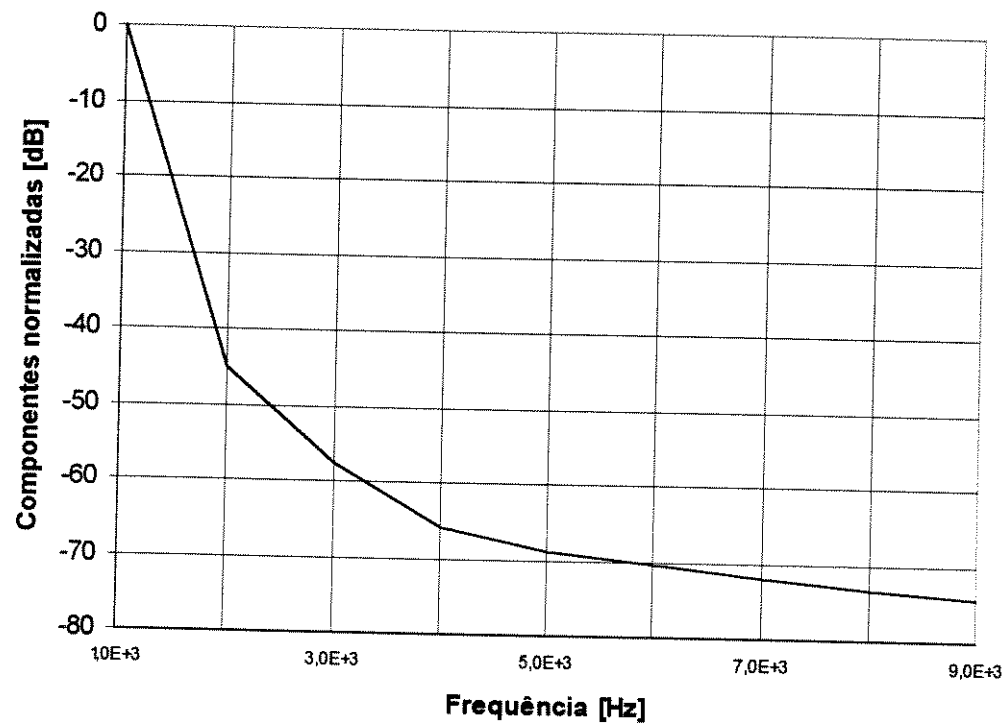
**TABELA 7.3 - Componente e fase normalizadas de Fourier da resposta transiente do Seno na frequência de 1KHz.**



**Figura 7.5- Componentes normalizadas de Fourier da resposta transiente do Seno na frequência de 1khz.**

Número da harmônica	Componente normalizada	Fase Normalizada [graus]
1	1.000E+00	0.000E+00
2	5.567E-03	1.864E+02
3	1.322E-03	2.014E+02
4	5.100E-04	2.287E+02
5	3.654E-04	2.410E+02
6	2.981E-04	2.472E+02
7	2.512E-04	2.534E+02
8	2.161E-04	2.563E+02
9	1.908E-04	2.597E+02
T.H.D. =5.7767E-01 %		

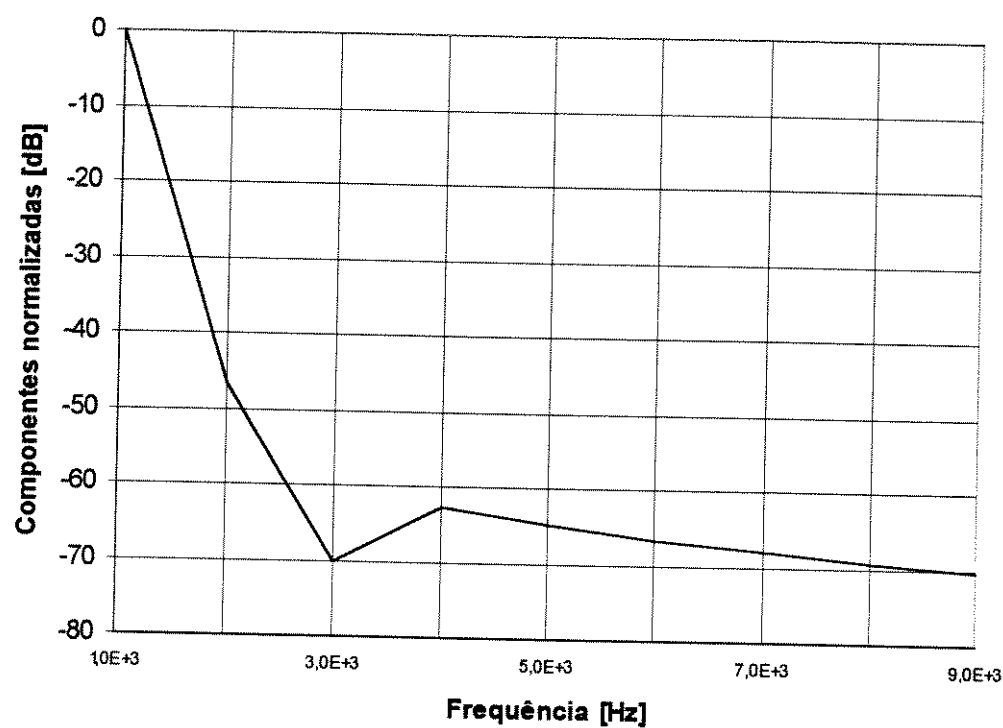
**TABELA 7.4- Componente e fase normalizadas de Fourier da resposta transiente do Coseno na frequência de 1KHz.**



**Figura 7.6- Componentes normalizadas de Fourier da resposta transiente do Coseno na frequência de 1KHz.**

Número da harmônica	Componente normalizada	Fase Normalizada [graus]
1	1.000E+00	0.000E+00
2	4.606E-03	-2.464E+02
3	3.135E-04	-1.805E+02
4	7.315E-04	-1.753E+02
5	5.764E-04	-1.806E+02
6	4.661E-04	-1.816E+02
7	3.937E-04	-1.817E+02
8	3.406E-04	-1.828E+02
9	3.002E-04	-1.836E+02
T.H.D. =4.7184E-01 %		

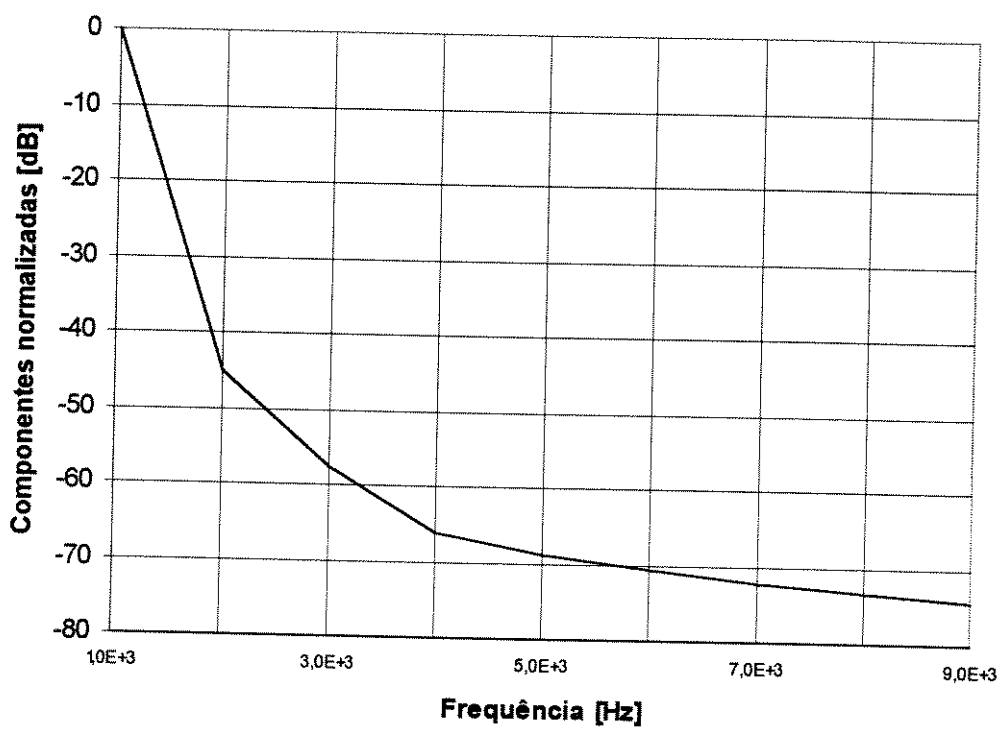
**TABELA 7.5- Componente e fase normalizadas de Fourier da resposta transiente do Seno na frequência de 10KHz.**



**Figura 7.7- Componentes normalizadas de Fourier da resposta transiente do Seno na frequência de 10KHz.**

Número da harmônica	Componente normalizada	Fase Normalizada [graus]
1	1.000E+00	0.000E+00
2	5.560E-03	1.861E+02
3	1.330E-03	2.020E+02
4	5.007E-04	2.285E+02
5	3.612E-04	2.414E+02
6	2.911E-04	2.484E+02
7	2.437E-04	2.524E+02
8	2.177E-04	2.578E+02
9	1.890E-04	2.606E+02
T.H.D. =5.7756E-01 %		

**TABELA 7.6- Componente e fase normalizadas de Fourier da resposta transiente do Coseno na frequência de 10KHz.**



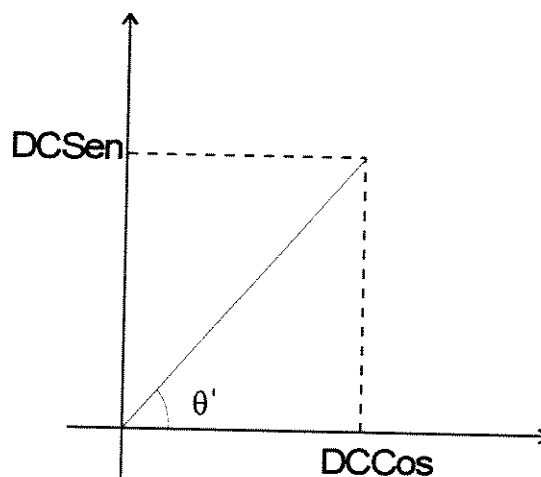
**Figura 7.8- Componentes normalizadas de Fourier da resposta transiente do Coseno na frequência de 10KHz.**

Como pode ser observado a Distorção Harmônica Total (T.H.D.) não ultrapassou a 0,6% em todos os casos. Considerando-se a análise de transiente feita apenas para o gerador senoidal e cosenoidal (sem os conversores I/V), capítulo III, onde a T.H.D. não ultrapassou à 0,17%, fica evidente que os conversores V/I e I/V contribuem de forma significativa para o aumento da distorção harmônica total do sinal processado.

Analisando agora as saídas do VOLVET, modulando IE com um sinal de entrada  $V_{ENTR}=200E-03.\text{sen}(\omega t+\theta)$  V, com  $f=1\text{KHz}$ , então  $\omega=2\pi E+03$  e alterando o valor de  $\theta$  para cada entrada, cada valor  $V_{ENTR}$  gerou duas análises de Fourier, uma para cada saída do VOLVET. A tabela 7.7, indica apenas as componentes D.C. para cada saída.

As componentes D.C. dos sinais de saída representam o par de coordenadas cartesianas do vetor de caracterização do desbalanceamento do sinal de entrada analisado.

Um método para a verificação do funcionamento do VOLVET é recuperar esse ângulo de desbalanceamento. Representando a componente D.C. do Seno por  $DC_{Sen}$  e a componente D.C. do Coseno por  $DC_{Cos}$ , tem-se:



**Figura 6: Medida da saída do VOLVET**



$$\theta^l = \arctan \frac{DCSen}{DCCos}$$

e

$$a^l = \sqrt{DCCos^2 + DCSen^2}$$

O erro na fase é dado por:

$$E\theta = \theta - \theta^l$$

O desvio no módulo é calculado por:

$$da = \frac{a^l - \bar{a}}{\bar{a}} 100 \%$$

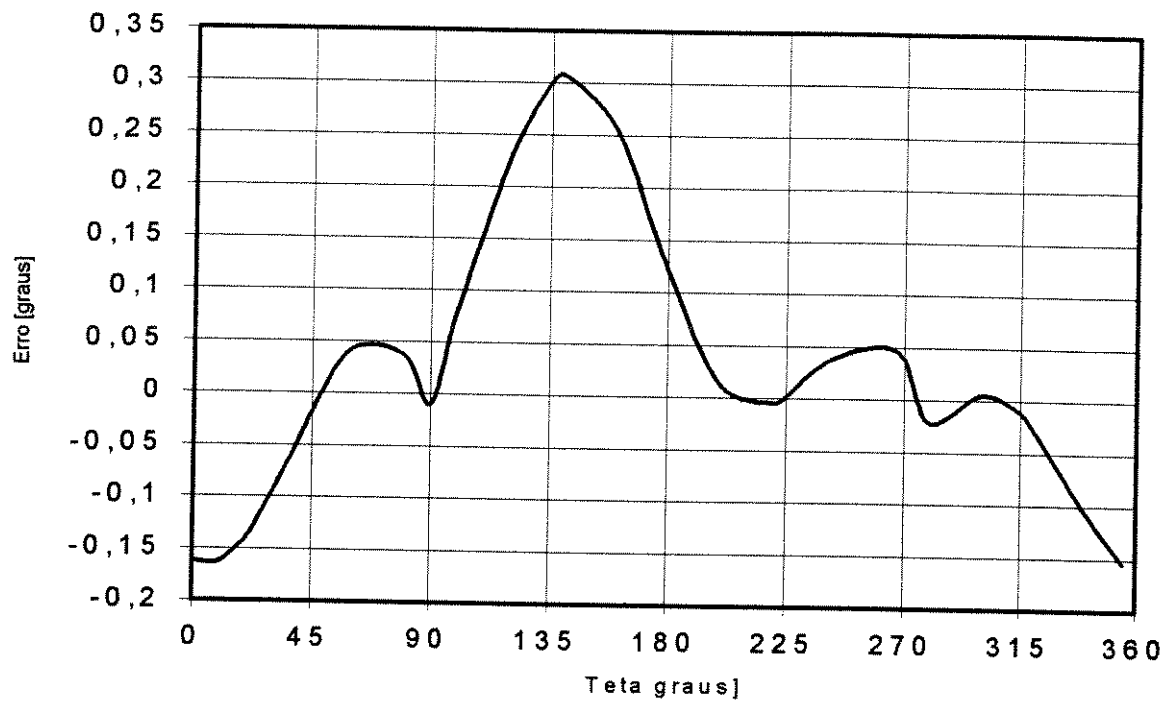
Sendo que  $\bar{a}$  é a média dos valores de  $a^l$  para todos os ângulos medidos.

Os resultados do erro do módulo e desvio na fase estão na tabela 7.7.

$\theta$ [graus]	DCS [V]	DCC [V]	ERRO= $E\theta$ [graus]	Desvio Módulo=da [%]
0	3,25E-03	-9,20E-06	-0,16216	0,231
10	3,20E-03	5,55E-04	-0,16246	0,189
20	3,05E-03	1,10E-03	-0,14014	0,146
22,5	3,00E-03	1,24E-03	-0,13028	0,138
40	2,49E-03	2,08E-03	-0,04561	0,128
45	2,30E-03	2,30E-03	-0,01859	0,148
60	1,62E-03	2,82E-03	0,04213	0,249
80	5,63E-04	3,21E-03	0,03683	0,432
90	5,38E-07	3,26E-03	-0,00945	0,495
100	-5,62E-04	3,21E-03	0,07824	0,509
120	-1,62E-03	2,82E-03	0,22954	0,349
135	-2,28E-03	2,31E-03	0,30063	0,089
140	-2,47E-03	2,10E-03	0,30794	-0,010
160	-3,03E-03	1,12E-03	0,25583	-0,384
180	-3,22E-03	6,81E-06	0,12108	-0,576
200	-3,03E-03	1,1023E-3	0,01155	-0,546
220	-2,47E-03	-2,08E-03	-0,00493	-0,406
225	-2,28E-03	-2,28E-03	0,00199	-0,427
240	-1,62E-03	-2,80E-03	0,03454	-0,359
260	-5,64E-04	-3,18E-03	0,05025	-0,348
270	-2,20E-06	-3,23E-03	0,03903	-0,331
280	5,60E-04	-3,18E-03	-0,02199	-0,282
300	1,62E-03	-2,81E-03	0,00478	-0,105
315	2,29E-03	-2,29E-03	-0,01094	0,064
320	2,49E-03	-2,09E-03	-0,02630	0,115
340	3,05E-03	-1,12E-03	-0,10451	0,245
355	3,24E-03	-2,92E-04	-0,15378	0,247

**Tabela 7.7 - Resultados de simulação**

Os resultados do erro de fase estão indicados no gráfico 7.9.



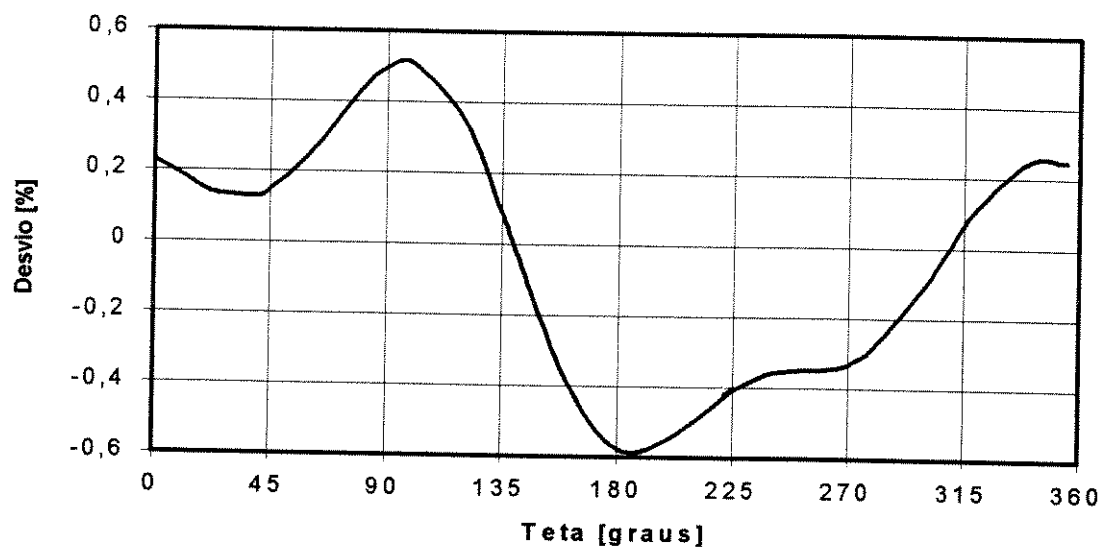
**Figura 7.9 - Erro da fase**

Considerando o erro máximo obtido que é de  $0,30794^\circ$  para  $\theta=140^\circ$ , E ADMITINDO QUE NÃO HAJA NENHUMA OUTRA FONTE DE ERRO, pode-se calcular a resolução em bits do VOLVET, através da seguinte equação:

$$\frac{360}{2^N} \geq Erromaximo$$

$N$  é o número em bits, obtem-se  $N=10$ .

Os resultados do desvio no módulo estão indicados no gráfico 7.10.



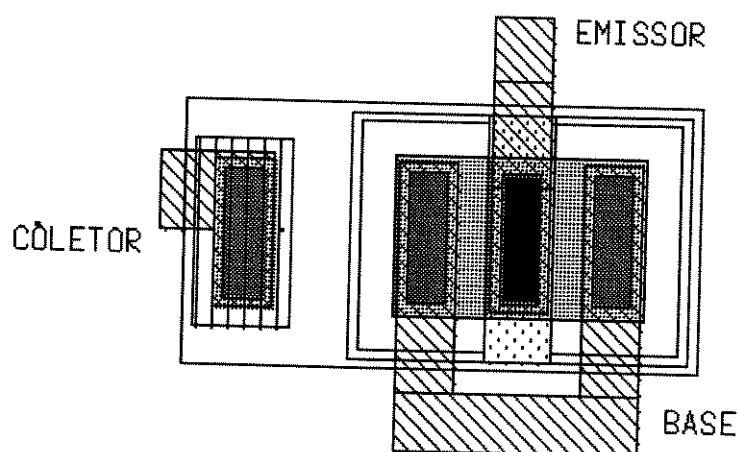
**Figura 7.3 - Desvio no módulo**

O valor máximo do desvio de módulo foi de 0,58 %, esse resultado está próximo ao anteriormente previsto, figura 5.4, que foi de 0,48 %.

### 7.3 - Circuito Integrado

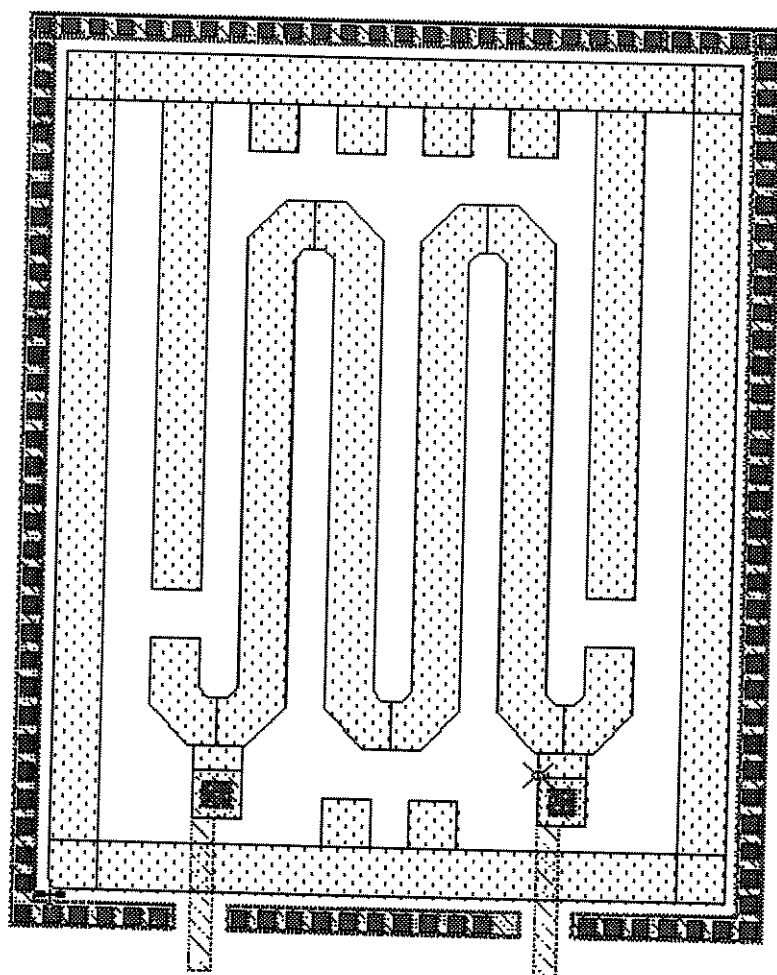
O layout do circuito integrado foi feito, utilizando-se ferramentas computacionais da *Mentor Graphics* e regras de projeto BAB do BiCMOS 1,2 $\mu$ m duplo poly, duplo metal da AMS.

A figura 7.3 mostra o desenho de um transistor NPN com duplo contato de base que foi usado no gerador senoidal.



**Figura 7.3 - Transistor NPN com duplo contato de base da tecnologia BiCMOS 1,2 $\mu$ m**

A figura 7.4 é um resistor construído com poly 1, também utilizado no gerador senoidal, onde é possível observar algumas estruturas auxiliares como anel de guarda e *dummy*.



**Figura 7.4 - Resistor construído em Poly 1**

O layout do VOLVET está na figura 7.5, o circuito tem dimensões  $1370\mu\text{m}$  por  $600\mu\text{m}$ , incluindo os *pads*.

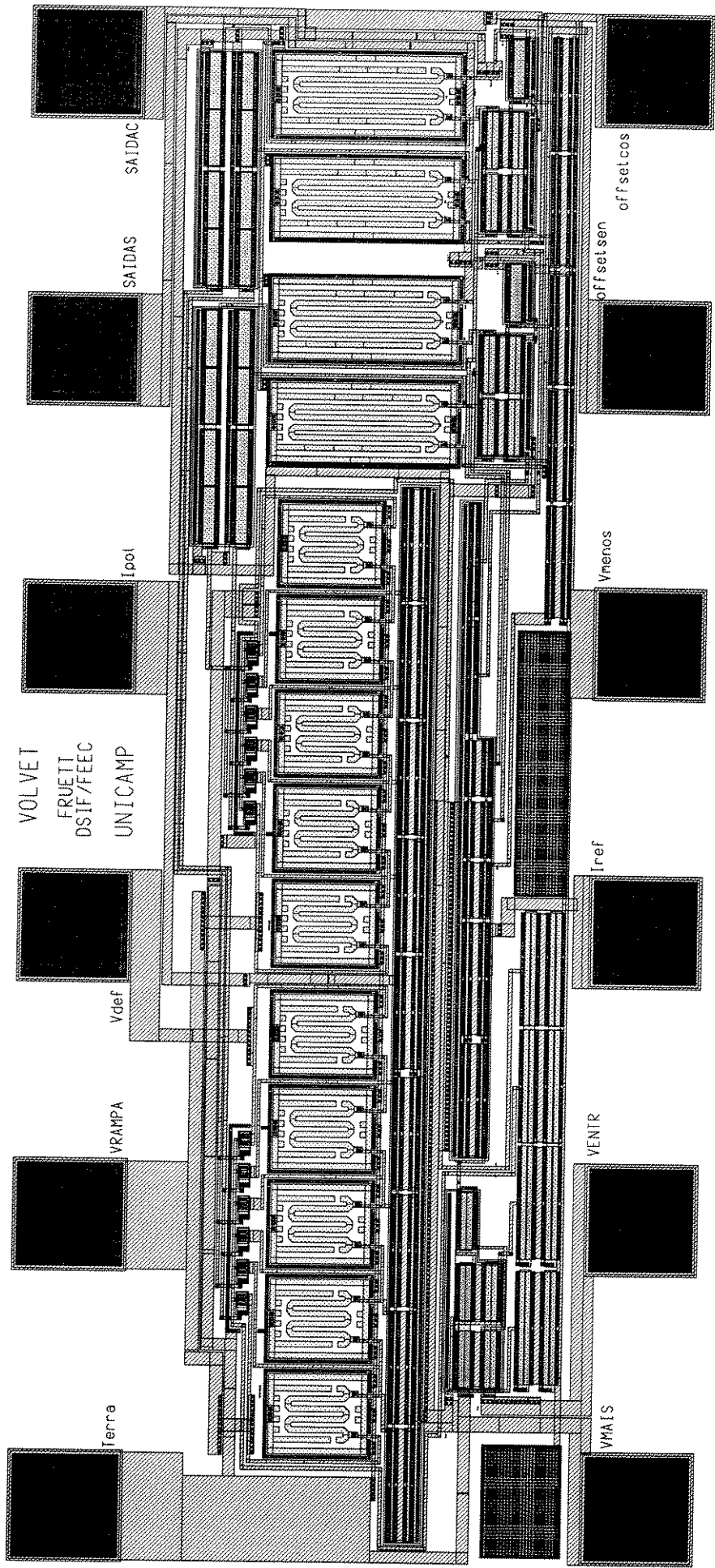


Figura 7.5 - Layout do circuito integrado do Voltímetro Vetorial

## Conclusão

Neste trabalho foi desenvolvido um circuito integrado para ser utilizado como núcleo de um Voltímetro Vetorial analógico, usando a tecnologia AMS BiCMOS 1,2 $\mu$ m.

Dentre os circuitos que compõem o Voltímetro Vetorial, destaca-se o gerador senoidal, proposto por Gilbert, que dentre os geradores senoidais estudados, apresentou as melhores características de distorção harmônica total. Além disso é um circuito adequado à integração, já que um dos principais fatores que contribuem na precisão do circuito é o casamento entre componentes. Uma nova contribuição ao tema foi dada, através do estudo da influência das correntes de base sobre o erro obtido na função gerada, pois nem sempre podemos contar com transistores que possuam *beta* alto a ponto de desprezar essas correntes. O equacionamento do circuito foi numericamente comprovado com resultados de simulação.

Outra imperfeição que acarreta erros no processamento do Voltímetro Vetorial é a dependência do chamado índice de eficiência do gerador de funções. A causa desta dependência é o efeito de alta injeção nos transistores. Particularmente no caso dos transistores laterais no processo CMOS, este efeito é bastante acentuado, descartando-se esta tecnologia para a implementação do C.I. Utilizou-se, portanto, o processo BiCMOS, onde os transistores bipolares disponíveis não apresentam este problema.

Resultados de simulação indicam que o Voltímetro Vetorial pode ter uma resolução de 10 bits.

Como proposta de continuidade deste trabalho, tem-se a caracterização do circuito integrado projetado e finalmente a implementação do Voltímetro Vetorial.



## BIBLIOGRAFIA

- [1] D.F. Stouf, "Handbook of microcircuit design and application", McGraw-Hill, SC 23-6, 1980.
- [2] L. Barnes, "Linear-segment approximations to a sinewave", Eletronic Engineering, pp. 502-508, Sep. 1968
- [3] B. Gilbert, "Translinear circuits: a proposed classification", Eletronic Letters., vol. 11, pp. 14-16 and 'Errata', ibid.,pp. 136, 1975
- [4] R.G.Meyer, W.M.C.Sansen, "The differential pair as a triangle-sine wave converter", IEEE J. Solid-State Circuits, correspondence, Jun. 1976.
- [5] B. Gilbert, "Circuits for the precise synthesis of the sine function", Eletronic Letters, vol. 13, no 17, pp. 506-508, Aug. 1977.
- [6] E. Seevinck, "Simple, wide-range aproximations to trigonometric and inverse trigonometric functions useful in real-time signal processing",IEE proc, vol. 128, no 1, pp. 41-45, Feb. 1981.
- [7] C.T. Fike,"Computer evaluation of mathematical functions", Prentice-Hall.
- [8] Balanceamento Dinâmico de Máquinas - Laboratório de projeto Mecânico - departamento de Engenharia Mecânica - UNICAMP.
- [9] B. Gilbert, "A monolithic microsystem for analog synthesis of trigonometric functions and their inverses,"IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-17, no.6, pp.1179-1191, Dec. 1982.

- [10] A. Vittoz, "MOS transistors operated in the lateral bipolar mode and their application in CMOS technology," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-18, pp. 273-279, June 1983.
- [11] E.A. Vittoz, M.G.R. Degrauwe and H. Oguey, "A family of CMOS compatible bandgap references," *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp.142-143 and 326, February 1985.
- [12] H. Timothy and J.C. Alvin, "A compact low noise operational amplifier for a 1.2  $\mu\text{m}$  digital CMOS technology," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, no 6, pp. 710-714, June 1995.
- [13] P. Antognetti and G. Massobrio, "Semiconductor device modeling with spice", McGraw-Hill, 1988
- [14] N.Oki, "Uma nova célula de conversão de tensão em corrente linear baseada na característica quadrática do transistor MOS e aplicações," Tese de doutorado, Faculdade de Engenharia Elétrica/FEE/UNICAMP, Dez. 1989.
- [15] E. Seevinck, "Analysis and synthesis of translinear integrated circuits," PhD thesis, Faculty of Engineering University of Pretoria, May 1981
- [16] S. Sedra and K.C. Smith "Microeletronic circuits," Saunders College Publishing, International Edition, 1991.

## APÊNDICE A

Propriedades:

$$\int_0^T \cos nwt \cos mwt \delta t = \begin{cases} 0 \rightarrow m \neq n \\ \frac{\pi}{w} \rightarrow m = n \end{cases} \quad (A1)$$

$$\int_0^T \sin nwt \sin mwt \delta t = \begin{cases} 0 \rightarrow m \neq n \\ \frac{\pi}{w} \rightarrow m = n \end{cases} \quad (A2)$$

$$\int_0^T \sin nwt \cos mwt \delta t = 0 \quad (A3)$$

## APÊNDICE B

### *Análise da Rede Geradora de Seno*

A tensão  $E_x$  determina o ângulo instantâneo da função Seno, a corrente  $I_E$  determina sua magnitude.

A tensão em cada base ( $V_{Bn}$ ) resulta em uma composição de duas partes.

A primeira componente é constante, devido a corrente  $I$  que flui pelos resistores que estão entre as bases.

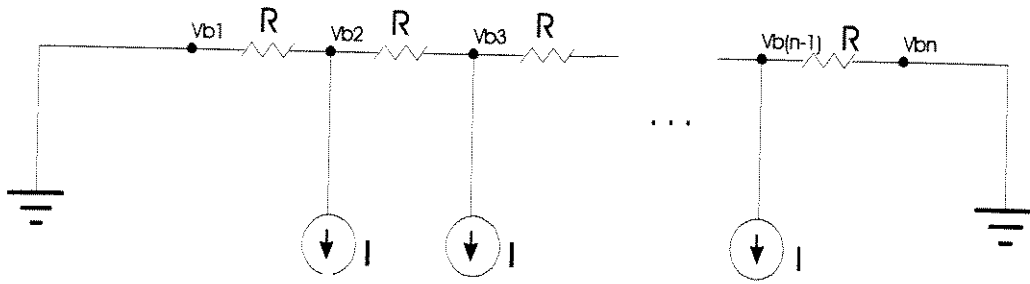


Fig. 1B Resistores entre bases e fontes de corrente.

A tensão  $V_{bn}$  pode ser calculada da seguinte forma:

$$V_{bn} = (n-1) \left\{ \frac{(N-n)I.R}{2} \right\} \quad (B1)$$

A outra componente da tensão  $V_{bn}$  é devido a divisão linear da tensão  $E_x$ , que é variável.

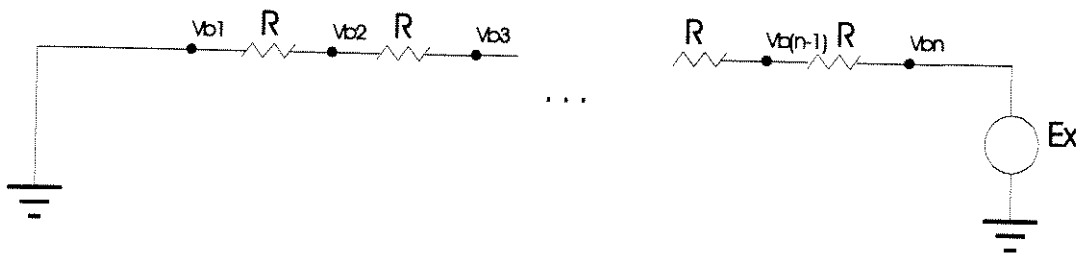


Fig. 2B Resistores entre bases com fonte de tensão.

Podendo ser calculada da seguinte forma:

$$V_{bn} = (n-1) \left( \frac{E_x}{N-1} \right) \quad (B2)$$

A composição de (B1) e (B2) resulta:

$$V_{bn} = (n-1) \left\{ \frac{(N-n)I.R}{2} + \frac{E_x}{N-1} \right\} \quad (B3)$$

O vetor das tensões  $V_{bn}$  formam uma parábola, centrada quando  $E_x=0$ , e que move-se para esquerda ou direita conforme  $E_x$  aumenta ou diminui, respectivamente.

O fator de polarização é dado por:

$$\alpha = \frac{I.R}{kT/q} = \frac{EB}{kT/q} \quad (B4)$$

O cruzamento do zero da função seno ocorre quando as bases adjacentes estão com a mesma tensão.

$$V_{Bn} = V_{B(n+1)} \quad (B5)$$

Aplicando (B1) em (B3),  $E_x$  pode assumir os múltiplos valores

$$E_x = (N-1) \left( \frac{N}{2} - n \right) EB \quad (B6)$$

Então o ângulo equivalente é dado por

$$x = \frac{\pi \cdot E_x}{(N-1)EB} \quad (B7)$$

Substituindo por  $E_x$  em (B3), tem-se:

$$VB_n = (n-1) \left\{ \frac{N-n}{2} + \frac{x}{\pi} \right\} EB \quad (B8)$$

A corrente de coletor  $IC_n$  pode ser calculada por:

$$IC_n = IE \frac{\exp \frac{VB_n}{kT/q}}{\sum_{n=1}^N \exp \frac{VB_n}{kT/q}} \quad (B9)$$

e usando (B7) e (B8), tem-se que

$$IC_n = IE \frac{\exp \left[ \alpha(n-1) \left\{ \frac{N-n}{2} + \frac{x}{\pi} \right\} \right]}{\sum_{n=1}^N \exp \left[ \alpha(n-1) \left\{ \frac{N-n}{2} + \frac{x}{\pi} \right\} \right]} \quad (B10)$$

A saída normalizada é obtida pela soma alternada das correntes de coletores em antifase como segue:

$$F(x, \alpha, N) = \frac{I_{out}}{IE} \quad (B11)$$

$$= (-1)^{N/2} \frac{\sum_{n=1}^N (-1)^n \exp \left[ \alpha (n-1) \left\{ \frac{N-n}{2} + \frac{x}{\pi} \right\} \right]}{\sum_{n=1}^N \exp \left[ \alpha (n-1) \left\{ \frac{N-n}{2} + \frac{x}{\pi} \right\} \right]} \quad (\text{B12})$$

onde o fator  $(-1)^{N/2}$  indica o efeito da função soma em fase alternada das correntes de coletores da rede.

Usando o método sugerido por Genin e desenvolvido por Boyle [9] e considerando que para  $N \rightarrow \infty$  e pequenos valores de  $\alpha$

$$F(x, \alpha) \rightarrow \eta \sin x \quad (\text{B13})$$

onde  $\eta$  é a eficiência da rede

$$\eta = 2 \exp \left\{ -\frac{\pi^2}{2\alpha} \right\} \quad (\text{B14})$$

## APÊNDICE C

Esse algoritmo simula o Gerador de Gilbert com BiCMOS com a influencia das tensoes de base. E Beta dependente de IC.

```
clear
```

```
N=6;
VT=25E-3;
I=75e-6;
R=1000;
ISL=5*2.210e-18;
BETAIL=20;
IE=50e-6;
EB=I*R;

% esses pontos foram retirados para um bicmos area=5
v1=[22e-12 50e-12 100e-12 1e-9 10e-9 100e-9 1e-6 10e-6 100e-6 1e-3 10e-3 15e-3];%area=5
V2LL=[7.87e-3 15.75e-3 32.28e-3 0.239 0.767 1.022 1.0606 1.05496 1.0236 0.8685 0.3459 0.2412];%area=5
v2L=BETAIL*V2LL;%area=5

zpL=polyfit(v1,v2L,7);% calcula um polinomio de ordem 7

% Ajuste da tensão de emissor
nn1=[-0.75 -0.45 -0.15 0 0.15 0.45 0.75]
%nn2=[-741e-3 -687e-3 -584e-3 -516e-3 -435e-3 -238e-3 -20e-3]
nn2=[-20e-3 -238e-3 -435e-3 -516e-3 -584e-3 -687e-3 -741e-3]
zee=polyfit(nn1,nn2,3);

SY1=0;
SY2=0;
xi=-63;
xf=63;
corx=xi*(-1)+1;
    for x=xi:.5:xf;
        XX=x+corx;

        per=EB*10;
        VRAMPA(XX)=(per*x)/(20*pi);%transforma x em tensao
        VE(XX)=polyval(zee,VRAMPA(XX));

        EX=((x/10)*(N-1)*EB)/pi;

        for k=1:N,
            %II1=(N-k)*(((k-1)*EB)/2);
            %II2=(N-k)*(EX/(N-1));
```



```

II1=(k-1)*(((N-k)*EB)/2);
II2=(k-1)*(EX/(N-1));
VBI(k,XX)=II1-II2;
VBB(XX)=(-(VBI(k,XX)+VE(XX
vbase=VBB(XX);

ICL(k,XX)=ISL*exp(+ (VBI(k,XX)-VE(XX))/VT);

ICL(k,XX)=ICL(k,XX);

ic=ICL(k,XX)

```

```

if k==1;
VB1(XX)=(+(VBI(k,XX)-VE(XX)));
end;
if k==2;
VB2(XX)=(+(VBI(k,XX)-VE(XX)));
end;
if k==3;
VB3(XX)=(+(VBI(k,XX)-VE(XX)));
end;
if k==4;
VB4(XX)=(+(VBI(k,XX)-VE(XX)));
end;
if k==5;
VB5(XX)=(+(VBI(k,XX)-VE(XX)));
end;
if k==6;
VB6(XX)=(+(VBI(k,XX)-VE(XX)));
end;

```

```

iccl=ICL(k,XX);

```

```

BETAL=polyval(zpL,iccl);%calcula beta a partir de um ic

```

```

if BETAL < 1;
BETAL=1;
end;
BETAL;

```

```

IBL(k,XX)=ICL(k,XX)/BETAL;

```

```

IBT=IBL;

```

```

end;

```

```

VBB(1)=0;

```

```

VBB(2)=((4/5)*IBT(2,XX)+(3/5)*IBT(3,XX)+(2/5)*IBT(4,XX)+(1/5)*IBT(5,XX))*R;

```

```

VBB(3)=((3/5)*IBT(3,XX)+(2/5)*IBT(4,XX)+(1/5)*IBT(5,XX)-
(1/5)*IBT(2,XX))*R+VBB(2);
VBB(4)=((1/5)*IBT(2,XX)+(2/5)*IBT(3,XX)-(2/5)*IBT(4,XX)-
(1/5)*IBT(5,XX))*R+VBB(3);
VBB(5)=((1/5)*IBT(5,XX)-(3/5)*IBT(4,XX)-(2/5)*IBT(3,XX)-
(1/5)*IBT(2,XX))*R+VBB(4);
VBB(6)=0;

```

```

for n=1:N;
l1=(n-1)*((N-n)*EB)/2;
l2=(n-1)*(EX/(N-1));
l3=VBB(n);%
VB(n)=l1-l2-l3;

Y=exp(VB(n)/(VT));
Y1=ISL*(((1)^n)*Y);
SY1=SY1+Y1;
SY2=SY2+(Y*(ISL));%+IBL(n,XX);
vb=VB(n);
end

```

```

S(XX)=IE*0.38605*sin((pi*EX)/((N-1)*EB));
F(XX)=IE*((-1)^(N/2))*(SY1/SY2);
SY1=0;
SY2=0;
ES2=0;
end

```

```

FI=(F)-(S);

```

```

%figura 1, ajuste de beta
%semilogx(v1,V2LL,'w')
%xlabel('IC [A]');
%ylabel('BetaF/BetaFM');

```

```

%figura 2, curva dos senos
%plot(VRAMPA,F,'w-.',VRAMPA,S,'w-')%plota seno gerado e seno perfeito
%xlabel('VRAMPA [V]');
%ylabel('curva 1 __seno perfeito   curva 2 _ seno do gerador [A]')

```

```

%figura 3, curva do erro
%FI é o erro normalizado
FI=((F/(0.38605*IE))-(S/(0.38605*IE)))*100;
plot (VRAMPA,FI,'w');
xlabel('VRAMPA [V]');
ylabel('Erro [%]')
grid on

```

```

%plot(VRAMPA,F,VRAMPA,S)%plota seno gerado e seno perfeito
%plot(VRAMPA,F)

```

```

%plot (VRAMPA,ICL)%plota corrente de coletor
%plot (VRAMPA,VE,VRAMPA,VBI)%plota tensões de base
%plot(VRAMPA,F,VRAMPA,S,VRAMPA,FI)
%title('Gerador com PNP lateral Beta=185 IS=0.104E-15 e vertical Beta=50.8 IS=0.225E-
16')
%xlabel('VRAMPA')
%ylabel('I(A)-I(B), seno(VRAMPA), ERRO, [A]')
%grid
%plot (VRAMPA,FI);
%grid
%title('Erro')
%xlabel('VRAMPA [V]')
%ylabel('Erro %')
%plot (VRAMPA,FI);
%plot (VRAMPA,F,VRAMPA,S);
%plot(VRAMPA,VB1,VRAMPA,VB2,VRAMPA,VB3,VRAMPA,VB4,VRAMPA,VB5,VRAMP
A,VB6)

```

## APÊNDICE D

Esse algoritmo simula o Gerador de Gilbert com BiCMOS com a influencia das tensoes de base. E Beta dependente de IC, GERANDO UM GRAFICO 3D, dependendo de beta.

```
clear

N=6;
VT=25E-3;
I=75e-6;
R=1000;
ISL=5*2.210e-18;
%BETAIL=20;
IE=50e-6;
EB=I*R;
bbmax=200;
bbmin=20;

for z=1:12
    BETAIL=10 + bbmax/20*z

    % esses pontos foram retirados para um bicmos area=5
    v1=[22e-12 50e-12 100e-12 1e-9 10e-9 100e-9 1e-6 10e-6 100e-6 1e-3 10e-3 15e-3];%area=5
    V2LL=[7.87e-3 15.75e-3 32.28e-3 0.239 0.767 1.022 1.0606 1.05496 1.0236 0.8685 0.3459 0.2412];%area=5
    v2L=BETAIL*V2LL;%area=5

    zpL=polyfit(v1,v2L,7);% calcula um polinomio de ordem 7

    % Ajuste da tensão de emissor
    nn1=[-0.75 -0.45 -0.15 0 0.15 0.45 0.75]
    %nn2=[-741e-3 -687e-3 -584e-3 -516e-3 -435e-3 -238e-3 -20e-3]
    nn2=[-20e-3 -238e-3 -435e-3 -516e-3 -584e-3 -687e-3 -741e-3]
    zee=polyfit(nn1,nn2,3);

    SY1=0;
    SY2=0;
    xi=-63;
    xf=63;
    corx=xi*(-1)+1;
    for x=xi:.5:xf;
        XX=x+corx;

        per=EB*10;
        VRAMPA(XX)=(per*x)/(20*pi);%transforma x em tensao
        VE(XX)=polyval(zee,VRAMPA(XX));
```

```

EX=((x/10)*(N-1)*EB)/pi;

for k=1:N,
    %II1=(N-k)*(((k-1)*EB)/2);
    %II2=(N-k)*(EX/(N-1));

    II1=(k-1)*(((N-k)*EB)/2);
    II2=(k-1)*(EX/(N-1));
    VBI(k,XX)=II1-II2;
    %VBB(XX)=(-(VBI(k,XX)+VE(XX)));

    %vbase=VBB(XX);

    ICL(k,XX)=ISL*exp(+(VBI(k,XX)-VE(XX))/VT);
    %Gambiarra com ICL
    ICL(k,XX)=ICL(k,XX);

ic=ICL(k,XX);

```

```

    if k==1;
        VB1(XX)=(+(VBI(k,XX)-VE(XX)));
    end;
    if k==2;
        VB2(XX)=(+(VBI(k,XX)-VE(XX)));
    end;
    if k==3;
        VB3(XX)=(+(VBI(k,XX)-VE(XX)));
    end;
    if k==4;
        VB4(XX)=(+(VBI(k,XX)-VE(XX)));
    end;
    if k==5;
        VB5(XX)=(+(VBI(k,XX)-VE(XX)));
    end;
    if k==6;
        VB6(XX)=(+(VBI(k,XX)-VE(XX)));
    end;

```

```

iccl=ICL(k,XX);

```

```

BETAL=polyval(zpL,iccl);%calcula beta a partir de um ic

```

```

if BETAL < 1;
    BETAL=1;
end;
BETAL;

```

```

IBL(k,XX)=ICL(k,XX)/BETAL;

```

```

        IBT=IBL;
    end;

    VBB(1)=0;
    VBB(2)=((4/5)*IBT(2,XX)+(3/5)*IBT(3,XX)+(2/5)*IBT(4,XX)+(1/5)*IBT(5,XX))*R;
    VBB(3)=((3/5)*IBT(3,XX)+(2/5)*IBT(4,XX)+(1/5)*IBT(5,XX)-
(1/5)*IBT(2,XX))*R+VBB(2);
    VBB(4)=((1/5)*IBT(2,XX)+(2/5)*IBT(3,XX)-(2/5)*IBT(4,XX)-
(1/5)*IBT(5,XX))*R+VBB(3);
    VBB(5)=((1/5)*IBT(5,XX)-(3/5)*IBT(4,XX)-(2/5)*IBT(3,XX)-
(1/5)*IBT(2,XX))*R+VBB(4);
    VBB(6)=0;

    for n=1:N;
        l1=(n-1)*(((N-n)*EB)/2);
        l2=(n-1)*(EX/(N-1));
        l3=VBB(n);
        VB(n)=l1-l2-l3;

        Y=exp(VB(n)/(VT));
        Y1=ISL*((( -1)^n)*Y);
        SY1=SY1+Y1;
        SY2=SY2+(Y*(ISL));%+IBL(n,XX);
        vb=VB(n);
    end

    S(XX)=IE*0.38605*sin((pi*EX)/((N-1)*EB));
    F(XX)=IE*((-1)^(N/2))*(SY1/SY2);
    SY1=0;
    SY2=0;
    ES2=0;
end

FI=((F/(0.38605*IE))-(S/(0.38605*IE)))*100;

for u=1:XX;
    me(z,u)=FI(u);
end

end

mesh(me)
grid
axis([0 150 2 13 -25 25])
xlabel('(VRAMPA+0.750)*100')
ylabel('BETA FM/10')
zlabel('Erro [%]')
colormap([1,1,1])

```

```

%figura 1, ajuste de beta
%semilogx(v1,V2LL,'w')
%xlabel('IC [A]');
%ylabel('BetaF/BetaFM');

%figura 2, curva dos senos
%plot(VRAMPA,F,'w-.',VRAMPA,S,'w-')%plota seno gerado e seno perfeito
%xlabel('VRAMPA [V]');
%ylabel('curva 1 __seno perfeito  curva 2 __ seno do gerador [A]')

%figura 3, curva do erro
%FI é o erro normalizado
%FI=(F/(0.38605*IE))-(S/(0.38605*IE));
%plot (VRAMPA,FI,'w');
%xlabel('VRAMPA [V]');
%ylabel('Erro do gerador senoidal, com BETAFM=20')

%plot(VRAMPA,F,VRAMPA,S)%plota seno gerado e seno perfeito
%plot(VRAMPA,F)
%plot (VRAMPA,ICL)%plota corrente de coletor
%plot (VRAMPA,VE,VRAMPA,VBI)%plota tensões de base
%plot(VRAMPA,F,VRAMPA,S,VRAMPA,FI)
%title('Gerador com PNP lateral Beta=185 IS=0.104E-15 e vertical Beta=50.8 IS=0.225E-16')
%xlabel('VRAMPA')
%ylabel('I(A)-I(B), seno(VRAMPA), ERRO, [A]')
%grid
%plot (VRAMPA,FI);
%grid
%title('Erro')
%xlabel('VRAMPA [V]')
%ylabel('Erro %')
%plot (VRAMPA,FI);
%plot (VRAMPA,F,VRAMPA,S);
%plot(VRAMPA,VB1,VRAMPA,VB2,VRAMPA,VB3,VRAMPA,VB4,VRAMPA,VB5,VRAMP
A,VB6)

```

## APÊNDICE E

Esse algoritmo tem o objetivo de testar o procedimento de calculo do voltmetro vetorial

```
echo off
clear all
clc
cig

tet=45
teta=(tet*pi)/180;
A=.3;
cc=1;
n=1;
%A=10e-6;%componente ac de IE
%cc=50e-6;%componente dc de IE
%n=.52;%indice de eficiencia
k=1;
w=2*pi*300;

k=1;

%calcula os pontos para o segundo grafico
%calcula wt de -pi ate' +pi
while (k<360)
    t=-1/600+k*(1/60000);

    s1(k)=n*cc*sin(w*t);
    s2(k)=n*A*(cos(teta));
    s3(k)=-n*A*((cos(w*t))^2)*(cos(teta));
    s4(k)=n*A*(cos(w*t))*(sin(w*t))*(sin(teta));
    s(k)=s1(k)+s2(k)+s3(k)+s4(k);

    c(k)=n*cc*cos(w*t)+n*A*(sin(teta)-
    ((sin(w*t))^2)*(sin(teta))+(sin(w*t))*(cos(w*t))*(cos(teta)));
    x(k)=k;

    k=k+1;
end

k=k-1;
figure(1);

subplot(2,1,1), plot (x,c,'w-',x,s,'w-'),grid

title('Saidas do VOLVET')
xlabel('wt [graus]');
ylabel('FS FC ');
text (100,-.5,'FS');
```



```

text (50,.5,'FC');
l=n*A*(cos(teta));
m=n*A*(sin(teta));
l;
m;

medc=mean(c);
meds=mean(s);
%vs
%vc

meds
medc
ttc=atan(medc/meds);
angc=(ttc*180)/pi
axis ([0 360 -1.5 1.5])

%subplot(3,1,2), axis('equal'),hold on, plot (l,m)

subplot(2,1,2), axis('equal'), hold on, plot (s,c,[0 l],[0 m],'w-'), title('Figura de
Lissajou'),xlabel('FS'), ylabel('FC');
%subplot(2,1,2), axis('equal'), hold on, plot (s,c,[0 medc],[0 meds],'-'),grid,
title('lissajou'),xlabel('cos(teta)'), ylabel('sen(teta) ');

%subplot(4,1,4),axis('equal'), hold on, plot([0 l],[0 m],'-'),xlabel('cos(teta)'),
ylabel('sen(teta) ');

```

## APÊNDICE F

Esse algoritmo tira o valor medio das tensoes de saida do Voltmetro Vetorial

```
echo off
clear all
clc
clg
wtmin=0;
wtmax=0;
smaior=0;
smenor=0;
tet=1
ind=1;

% ajusta um polinomio de ordem 1 para o ajuste do indice de efic.
IEE=[38e-6 43e-6 48e-6 53e-6 58e-6];
nn=[0.5302 0.5292 0.5281 0.5271 0.5261];
zp=polyfit(IEE,nn,1);

A=10e-6;%componente ac de IE
cc=48e-6;%componente dc de IE
nf=0.5281; %indice de eficiencia

while(tet<355)

teta=(tet*pi)/180;

k=1;
w=2*pi*300;

%calcula wt de -pi ate' +pi
while (k<2000)
t=-1/600+k*(1/60000);

%Calcula IE, para ajuste de ns
IE=cc+A*sin(w*t);
ns=polyval(zp,IE);
%ns=0.3450;

%Calcula IE, para o ajuste de nc
IE=cc+A*cos(w*t);
nc=polyval(zp,IE);
%nc=0.3450;

%metodo
s1(k)=nf*cc*sin(w*t);
s2(k)=ns*A*(cos(teta));
s3(k)=-ns*A*((cos(w*t))^2)*(cos(teta));
s4(k)=ns*A*(cos(w*t))*(sin(w*t))*(sin(teta));
s(k)=s1(k)+s2(k)+s3(k)+s4(k);
```

```

        c(k)=nf*cc*cos(w*t)+nc*A*(sin(teta)-
        ((sin(w*t))^2)*(sin(teta))+(sin(w*t))*(cos(w*t))*(cos(teta)));
        x(k)=k;

        k=k+1;
    end

k=k-1;

medc=mean(c);
meds=mean(s);

        if meds==0 % artifício usado para não haver divisão por zero
            meds=1e-50;
        end

%calculo do angulo
ttc=atan(medc/meds);
angc=(ttc*180)/pi;
%calcula o angulo para sempre ser positivo e com o mesmo referencial
if meds<0
    angc=angc+180;
end
if meds>0
    if medc<0
        angc=angc+360;
    end
end

%calcula o erro (metodo)-(angulo exato)
eangc(ind)=tet-angc

%calculo do modulo
mod=((meds^2)+(medc^2))^(1/2);
modd(ind)=mod;

tet=tet+10
ind=ind+1;

        end %end do while

figure(1);

subplot (2,1,1), plot (eangc,'w'),grid, title('Erro no angulo'),xlabel('TETA/10'),ylabel('Erro,
TETA-TETAR, [graus]');
subplot (2,1,2), plot (modd,'w'),grid, title('Variacao no modulo'), xlabel('TETA/10'), ylabel
('MR, [A]');

```

```
%plot (eangc),grid
```

```
%plot (modd),grid
```

```
%xlabel('wt');
```

```
%subplot(3,1,2), axis('equal'),hold on, plot (l,m)
```

```
%subplot(2,1,2), axis('equal'), hold on, plot (s,c,[0 l],[0 m],'-').grid,  
title('lissajou'),xlabel('cos(teta)_'), ylabel('sen(teta) .');
```

```
%subplot(4,1,4),axis('equal'), hold on, plot([0 l],[0 m],'-'),xlabel('cos(teta)'),  
ylabel('sen(teta) ');
```

## APÊNDICE G

Parâmetros utilizados para simular os circuitos geradores de Seno

.MODEL QN NPN BF=130 XTB=2.5 IKF=11.5M IS=1.8E-16 XTI=2.9 EG=1.205  
+RB=300 RBM=65 RC=140 VAF=35 TF=47P CJS=0.36P VJS=0.67 MJS=.43  
+CJE=.14P VJE=.85 MJE=.4 CJC=.17P VJC=.6 MJC=.38  
+NF=1 ISE=.25E-15 NE=1.6 BR=1.8 NR=1 VAR=5 IKR=6M ISC=0  
+NC=2 IRB=150U RE=15 XTF=1 ITF=5M XCJC=.2 TR=19N FC=.5 KF=25E-15 AF=1.33  
\*

.MODEL QP PNP BF=71 XTB=2.2 IKF=59U IS=.58E-16 XTI=2.6 EG=1.205  
+RB=365 RBM=25 RC=8 VAF=23 TF=16N  
+CJE=.11P VJE=.65 MJE=.25 CJC=.190P VJC=.67 MJC=.43  
+NF=1 ISE=1.1E-16 NE=1.52 BR=10 NR=1 VAR=18 IKR=30U ISC=57E-18  
+NC=.77 IRB=1.2U RE=9 XTF=1 ITF=.55M PTF=9 XCJC=1 TR=90N FC=.5  
\*\*\*\*CAPA BS 0.47P PHI BS.5 MBS.3