

1. Classificação <i>INPE-COM.3/NTE</i> <i>C.D.U.: 621.3.029.6</i>		2. Período	4. Critério de Distribuição: interna ☐ externa ☒
3. Palavras Chaves (selecionadas pelo autor) <i>CONVERSOR</i> <i>MICROONDAS</i>			
5. Relatório nº <i>INPE-1335-NTE/128</i>	6. Data <i>Agosto, 1978</i>		7. Revisado por <i>Jorge de Mesquita</i> <i>Jorge de Mesquita</i>
8. Título e Sub-Título <i>CONVERSOR DE BAIXO CUSTO PARA ADAPTAÇÃO DO</i> <i>SISTEMA APT À RECEPÇÃO DE SINAIS DO SISTEMA WEFAX</i>			9. Autorizado por <i>Nelson de Jesus Parada</i> <i>Nelson de Jesus Parada</i> <i>Diretor</i>
10. Setor <i>DEE</i>	Código		11. Nº de cópias <i>14</i>
12. Autoria <i>Wilton José Fleming</i>			14. Nº de páginas <i>55</i>
13. Assinatura Responsável <i>W. J. Fleming</i>			15. Preço
16. Sumário/Notas <i>Este trabalho descreve o desenvolvimento de um conversor de frequências de 1690,1MHz a 135,6MHz. O conversor destina-se a adaptar o sistema APT de recepção de fotos meteorológicas ao sistema WEFAX, de melhor resolução.</i>			
17. Observações			

ÍNDICE

1. <u>INTRODUÇÃO</u>	1
2. <u>AMPLIFICADOR EM 1.690,1 MHz</u>	4
2.1 - Sequência de Cálculo do Amplificador	4
2.1.1 - Cálculo da Impedância de Saída, para a impedância de Fonte de Mínima Figura de Ruído na Entrada	5
2.1.2 - Cálculo do Circuito de Casamento da Entrada	6
2.1.3 - Cálculo do Circuito de Casamento Interestágio	6
2.1.4 - Cálculo do Circuito de Casamento de Saída	6
2.1.5 - Cálculo da Polarização dos Transistores	11
2.2 - Detalhes de Construção	14
3. <u>CÁLCULO DO MISTURADOR</u>	16
3.1 - Especificações : Freq. de Entrada - 1690.1 MHz Freq. de Saída - 135,6 MHz Oscilador Local - 1826,6 MHz	16
4. <u>OSCILADOR EM 1826,6 MHz</u>	19
4.1 - Considerações Gerais	19
4.2 - Dimensionamento dos Blocos	22
4.2.1 - Oscilador a Cristal em 91,330 MHz	22
4.2.2 - Multiplicadores X5 e X4	22
4.2.3 - Cálculo dos Amplificadores	27
4.3 - Observações de Montagem	30
4.4 - Medidas no Circuito do Oscilador	30
4.4.1 - Amplificador 91,330 MHz	30
4.4.2 - Multiplicador X5	30
4.4.3 - Amplificador 456,65 MHz	32
4.4.4 - Multiplicador X4	32
4.4.5 - Filtro em 1826,6 MHz	32
4.4.6 - Resultados Finais em 1826,6 MHz	32

5. <u>CONCLUSÕES</u>	33
5.1 - Filtro e Preamplificadores em 135,6 MHz	33
5.2 - Montagem	33
BIBLIOGRAFIA	51

ABSTRACT

This work describes the development of a frequency converter from 1690.1MHz to 135.6MHz. The converter will adapt the APT system to the WEFAX system which has better resolution.

1. INTRODUÇÃO

O Conversor descrito, neste trabalho, destina-se à recepção de sinais do satélite SMS (Synchronous Meteorological Satellite), na frequência de 1690,1 MHz, na qual são transmitidas fotografias meteorológicas. O conversor é usado para transformar o sinal de 1690,1 MHz para 135,6 MHz, que é um dos canais de recepção do sistema APT, atualmente em uso. Deste modo a fotografia emitida pelo satélite será processada normalmente pelo sistema APT. O conversor é bastante compacto e a antena receptora é uma parabólica de 3m de diâmetro.

Na Figura 1 apresentamos a configuração básica do sistema.

A faixa do receptor APT é de 50 KHz, o que contribui na estabilidade do oscilador local. A relação sinal ruído necessária para o bom funcionamento do receptor APT é de 12 db, mas aumentaremos essa relação para 22 db, segundo orientação dada por Schlumberger, 1976. Dessa referência destacamos os seguintes resultados:

Sinal do satélite na estação receptora	=	- 132,07 dbm
Ganho da antena receptora	=	31 db
Perdas por desapontamento, linhas, etc.	=	- 1,2 db
Relação sinal/ruído	=	12+10 = 22 db
Temperatura da antena receptora	=	40 ⁰ K

Com os valores anteriores obtemos o nível de ruído tolerado:

$$N_R = - 124,27 \text{ dBm}$$

Sabendo-se que a faixa do receptor é de 50 KHz e tomando esta como aproximadamente a faixa de ruído do sistema, podemos ter, aproximadamente, a temperatura do sistema.

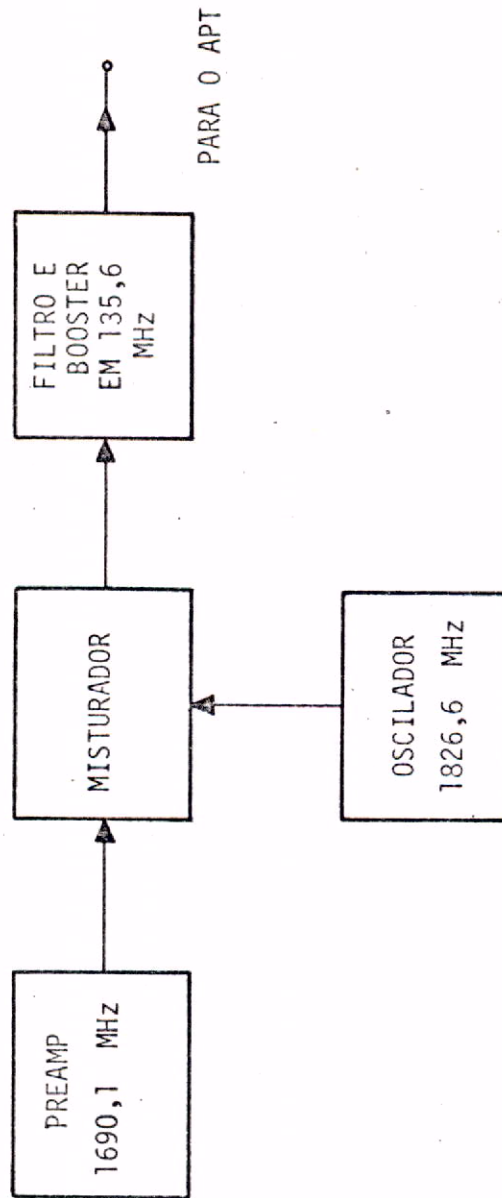


Fig. 1 - Configuração Básica do Conversor

$$N_R = K T_S B$$

$$K = -198,6 \text{ dBm/}^{\circ}\text{Hz}$$

$$B = 47 \text{ dB}$$

$$T_S = \text{temperatura do sistema}$$

$$T_0 = \text{temperatura ambiente} = 300^{\circ}\text{K}$$

Portanto:

$$T_S = 27,33 \text{ dB } ^{\circ}\text{K}$$

$$T_S = 540,75 ^{\circ}\text{K}$$

Concluimos portanto, que a temperatura de ruído do conversor deve ser aproximadamente 500°K , o que implica em uma figura de ruído, dada por:

$$F = 10 \log \left| \frac{T_b}{T_0} + 1 \right| \approx 4,26 \text{ dB}$$

Como a figura de ruído do sistema será dada praticamente pela figura de ruído do pré-amplificador, especificaremos 4dB para a figura de ruído do mesmo. Especificaremos ainda um ganho de 20 dB para o pré-amplificador, de modo que a influência das perdas e figura de ruído de vidas ao misturador sejam muito pequenas comparadas com a figura de ruído total.

Os circuitos do amplificador e misturador serão construídos usando a técnica de "microstrip".

2. AMPLIFICADOR EM 1.690,1 MHz

Especificações: $N_F < 4 \text{ dB}$
 $G = 20 \text{ dB}$

O transistor escolhido é o HP35861E OPT100, cujas características, na frequência de trabalho, são:

$$NF_{\min} = 3 \text{ dB}$$

$$\text{Ganho p/ mínima figura de ruído} = 11 \text{ dB}$$

$$\text{Impedância de mínima figura de ruído} = 1,43 \angle 25^\circ \quad (\text{normalizada com relação a } 50\Omega)$$

$$S_{11} = 0,44 \angle -165^\circ$$

$$S_{22} = 0,70 \angle -55^\circ$$

$$S_{12} = 0,07 \angle 45^\circ$$

$$S_{21} = 3,0 \angle 65^\circ$$

Os parâmetros "S" foram medidos no Analisador de Malhas da HP e todas as características acima são para o ponto de polarização:

$$VCE = 10V;$$

$$IC = 5mA$$

Para obtermos o ganho de 20 dB deveremos utilizar 2 estágios, os quais serão casados para mínima figura de ruído.

2.1 - SEQUÊNCIA DE CÁLCULO DO AMPLIFICADOR

2.1.1 - CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA DE SAÍDA, PARA A IMPEDÂNCIA DE FONTE DE MÍNIMA FIGURA DE RUÍDO NA ENTRADA

Temos:

$$Z_{GNF} = 1,43 \mid \underline{25^0} \quad (\text{impedância normalizada de mínima NF})$$

O coeficiente de reflexão na entrada será, portanto:

$$\Gamma_{GNF} = 0.28 \mid \underline{48.8^0}$$

Com os parâmetros "S" podemos obter agora o coeficiente de reflexão na saída (Γ_L).

$$\Gamma_L = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_{GNF}}{1 - S_{11} \Gamma_{GN}}$$

Substituindo os valores, obtemos:

$$\Gamma_L = 0,65 \mid \underline{-57.2}$$

A impedância correspondente é:

$$Z_L = 0,79 - j1.52 \quad (\text{normalizada sobre } 50 \text{ OHM})$$

Para condição de máxima transferência de potência, a carga para o primeiro estágio deverá apresentar um coeficiente de reflexão igual a Γ_L^* , onde * significa conjugado.

Com os dados acima podemos estruturar o amplificador, de terminando as características dos circuitos de casamento (ver Figura 2).

2.1.2 - CÁLCULO DO CIRCUITO DE CASAMENTO DA ENTRADA (Circuito nº 1)

O circuito de casamento da entrada transformará 50Ω para a impedância Z_{GN} . Isso é conseguido com um capacitor e uma linha de 30Ω , como mostra a carta de Smith nº 1 anexa.

Para a frequência de trabalho os valores são:

$$C_1 = 2.6 \text{ PF} \quad e \quad L_1 = 0.417\lambda g \\ Z_{01} = 30\Omega$$

2.1.3 - CÁLCULO DO CIRCUITO DE CASAMENTO INTERESTÁGIO (Figura 4)

O circuito 2 transformará a impedância de saída Z_L do primeiro estágio na impedância Z_{GN} para o segundo estágio. Isso é feito com duas linhas de 30Ω e um capacitor como pode ser visto na Carta de Smith nº 2.

Da Carta obtemos:

$$L_2 = 0.36 \lambda g \\ L_3 = 0.12 \lambda g \quad Z_{01} = Z_{02} = 30\Omega \\ C_2 = 3.3 \text{ PF}$$

2.1.4 - CÁLCULO DO CIRCUITO DE CASAMENTO DE SAÍDA

O Circuito de Casamento nº 3 transformará a impedância Z_L em 50Ω . Isso foi obtido com o circuito mostrado na Figura 5 e de terminado na Carta de Smith nº 3.

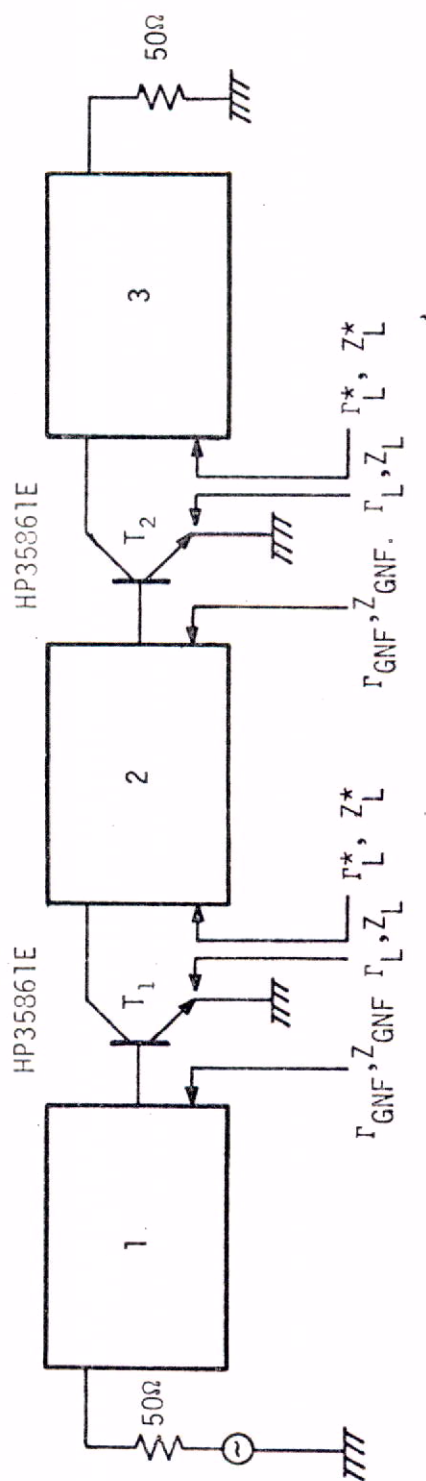


Fig. 2 - Esboço do Amplificador em 1690,1 MHz

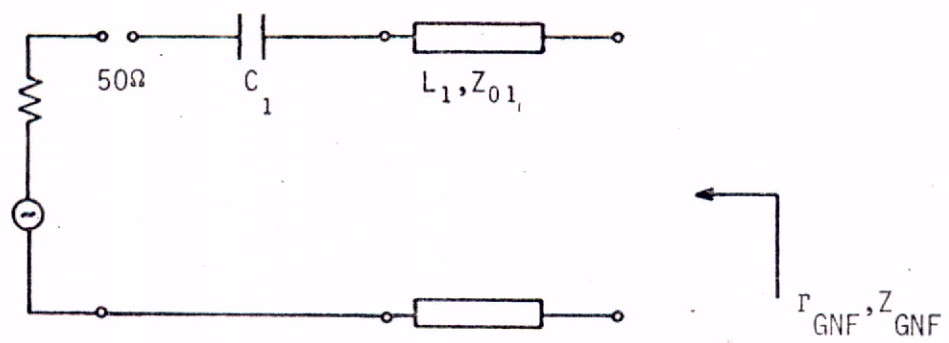


Fig. 3 - Casamento da Entrada

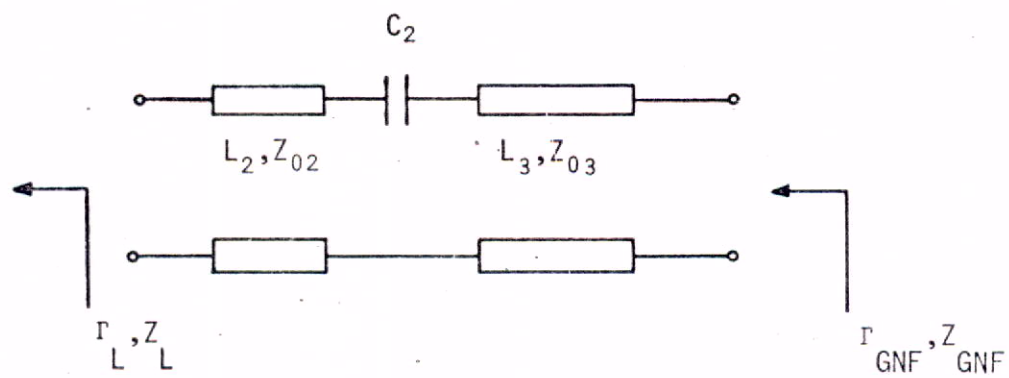


Fig. 4 - Casamento Interestágio

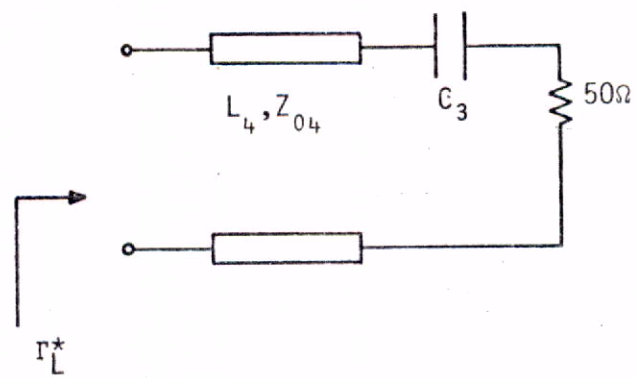


Fig. 5 - Casamento da Saída

Os valores, obtidos da Carta de Smith, são:

$$L_4 = 0.409\lambda g$$

$$Z_{04} = 30\Omega$$

$$C_3 = 1.12 \text{ PF}$$

Com os valores obtidos o Circuito final do amplificador é o mostrado na Figura 6.

2.1.5 - CÁLCULO DA POLARIZAÇÃO DOS TRANSISTORES

O tipo de polarização mais adequado, para o transistor 35861E, é o da Figura 7, segundo sugestão da Hewlett Packard. Esse circuito possui uma boa estabilidade de temperatura.

Para o ponto de polarização de trabalho, obtemos:

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_C} = 148.8 \text{ K}\Omega$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C + I_B} = 2.2 \text{ K}\Omega$$

Nos cálculos acima usamos:

$V_{CE} = 10V$	$V_{BE} = 0.7V$	} Manual HP de Diodos e Transistores
$I_C = 5mA$	$HFE = 80$	

OBS.: *Maiores detalhes do projeto podem ser encontrados em FLEMING, W. Desenvolvimento de um Programa para Cálculo de Amplificadores de Faixa Larga e Baixo Ruído em Microondas.*

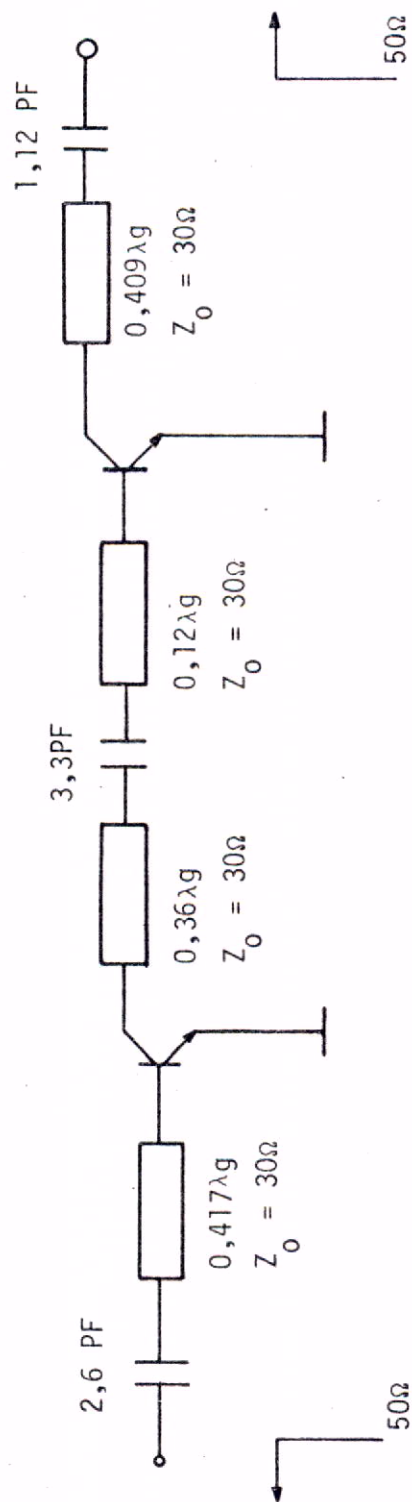


Fig. 6 - Esquema de RF Final do Amplificador

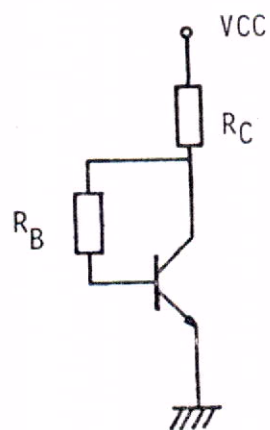


Fig. 7 - Circuito de Polarização

2.2 - DETALHES DE CONSTRUÇÃO

O circuito foi construído em dois substratos diferentes: o primeiro, fabricado pela Custom Materials, importado, com as seguintes características:

$$E_r = 10; \quad \text{Espessura} = 1/16" = 1,60\text{mm}$$

O segundo circuito foi montado em substrato de fibra de vidro, usado em circuito impresso normal ($E_r = 4$); Espessura de 1,6mm).

Os dois circuitos apresentaram boa performance e os resultados estão resumidos no final do Item 5. Obviamente, o circuito escolhido para a utilização foi o de fibra de vidro, devido ao seu baixo custo.

A largura das linhas do circuito foram obtidas de WOLFENSON, 1973 e KWON, 1976.

A polarização foi introduzida no meio das linhas, como mostra a Figura 8.

O processo de polarização acima foi testado, com êxito, no laboratório de microondas do INPE.

Para ajustes no circuito os capacitores usados foram "trimmers" da .8 a 8 PF da Johanson Co.

No Item 5 mostramos as medidas do amplificador para os dois substratos usados e os respectivas características obtidas.

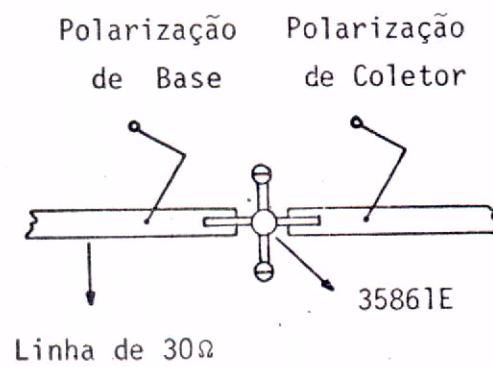


Fig. 8 - Introdução da Polarização nos Transistores

3. CÁLCULO DO MISTURADOR

- 3.1 - ESPECIFICAÇÕES: FREQ. DE ENTRADA - 1690,1 MHz
FREQ. DE SAÍDA - 135,6 MHz
OSCILADOR LOCAL - 1826,6 MHz

O cálculo do misturador segue a orientação dada por WOLFENSON, 1973 e GHIZONI, 1973. As relações importantes do circuito são mostradas na Figura 9.

Para a frequência de trabalho o comprimento de onda é 17,75cm, no vácuo. A impedância Z_0 especificada na figura anterior é 50 OHMS. Portanto $Z_0 / \sqrt{2}$ é 35,36 OHMS.

As linhas de comprimento d_1 são para o retorno D.C. dos diodos. Sua impedância deve ser a maior possível. Usamos 100 OHMS.

O misturador também foi feito em dois dielétricos diferentes, os mesmos usados para o amplificador.

A largura e o comprimento das linhas foram calculados usando as referências já citadas no cálculo do amplificador.

As dimensões físicas do circuito para os dois dielétricos são mostrados na Figura 10.

Os diodos usados são o par casado HP 50822566.

Da Tabela 1, a seguir, obtivemos os valores usados no cálculo do amplificador e do misturador. Esta tabela pode ser obtida nas referências já citadas. (KWON, W.; WOLFENSON, 1973).

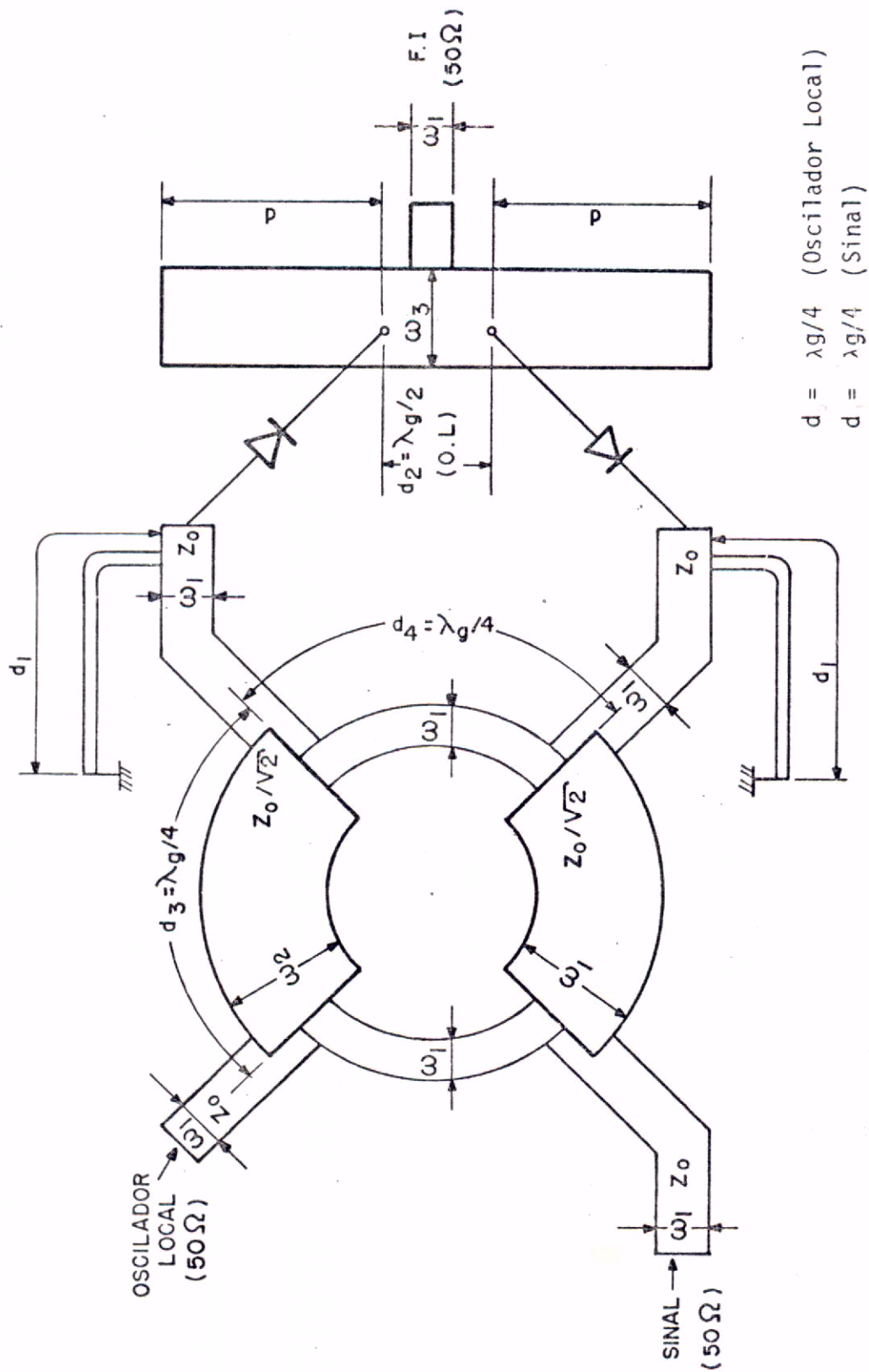
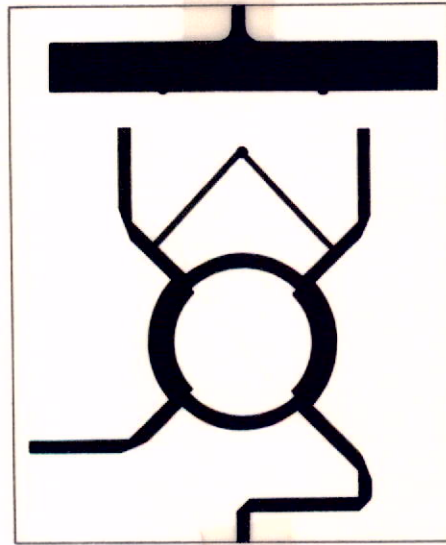


Fig. 9 - Esquema do Misturador



Misturador com Dielétrico Importado ($\epsilon_r = 10$) (Tamanho Natural)

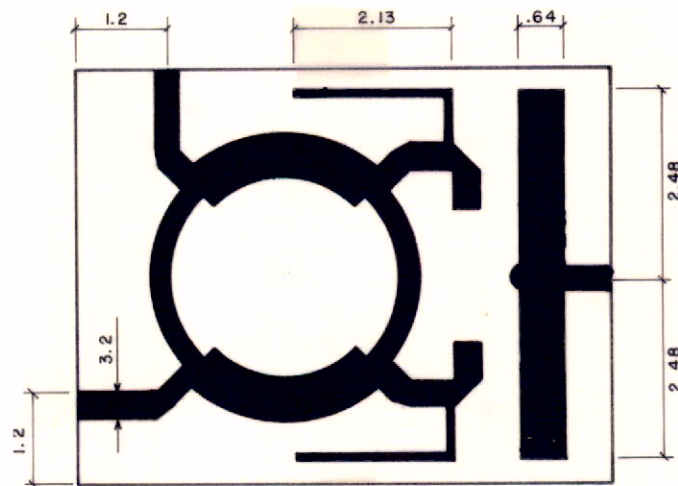


Fig. 10 - Misturador com Fibra de Vidro (Tamanho Natural)

TABELA 1

LINHAS EM MICROSIRIP

Z_0 (OHMS)	λ_0/λ_g	W (MM)	DIELETRICO
50	2,582	1,6 mm	$E_r = 10$ $H = 1/16''$
30	2,69	4 mm	$E_r = 10$ $H = 1/16''$
35,3	2,656	3,1 mm	$E_r = 10$ $H = 1/16''$
50	1,76	3,2 mm	$E_r = 4$ $H = 1/16''$
35,3	1,80	6,7 mm	$E_r = 4$ $H = 1/16''$
30	1,81	6,4 mm	$E_r = 4$ $H = 1/16''$
100	1,69	0,8 mm	$E_r = 4$ $H = 1/16''$

4. OSCILADOR EM 1826,6 MHz

4.1 - CONSIDERAÇÕES GERAIS

Devido à necessidade de alta estabilidade da frequência, esse oscilador é controlado à cristal. A potência que o oscilador deve fornecer foi determinada experimentalmente no misturador, ajustando-a para o melhor desempenho do circuito. O valor ótimo determinado é de

10 dBm.

Essencialmente, o oscilador consta dos seguintes blocos:
(Figura 11)

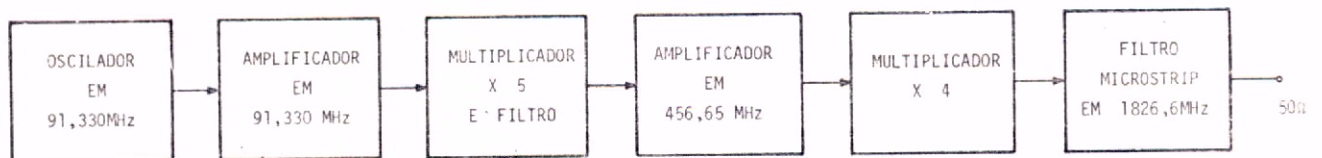


Fig. 11 - Diagrama em Blocos do Oscilador

Supondo uma perda de 8 dB para cada multiplicador e estabelecendo a potência do oscilador em 91,330 MHz igual a 10 dBm, deveremos ter, aproximadamente, 16 dB de ganho nos dois amplificadores.

Para compensar a perda dos filtros e possíveis descasamentos do circuito, faremos com que o ganho dos amplificadores totalize 22 dB, o que nos fornece uma certa margem.

4.2 - DIMENSIONAMENTO DOS BLOCOS

4.2.1 - OSCILADOR A CRISTAL EM 91,330 MHz

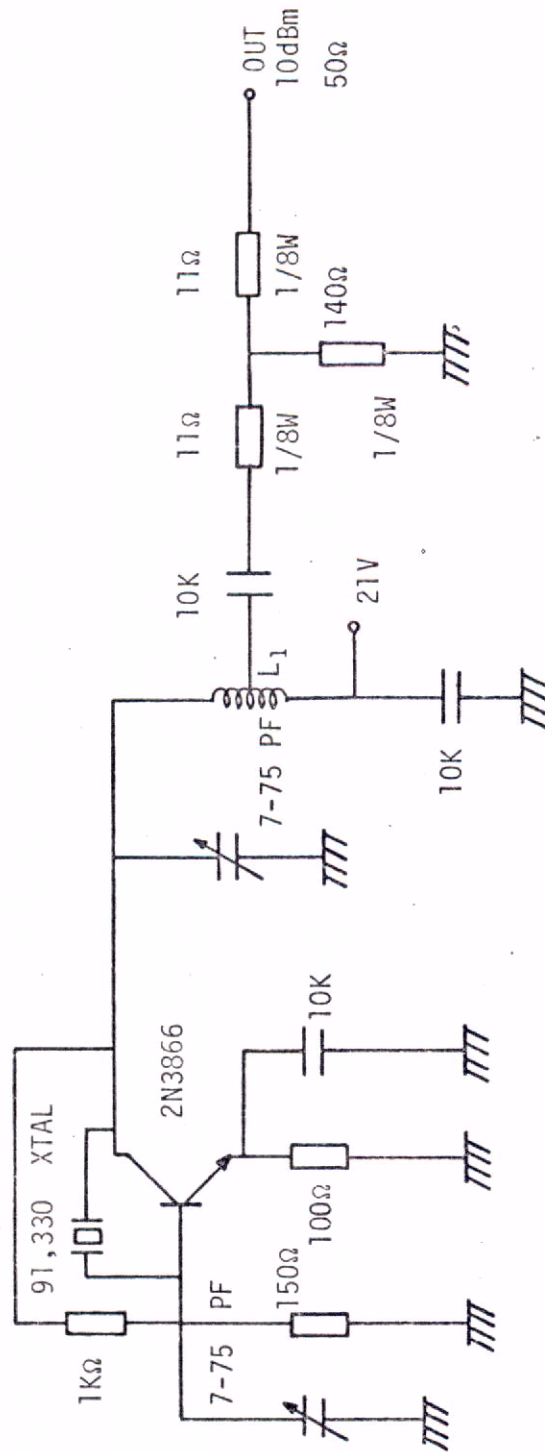
O oscilador a cristal segue um dos circuitos padrões bastante usados (Figura 12), e seu dimensionamento nos apresenta aspectos críticos. Essencialmente dimensionamos o circuito ressonante e o resto foi ajustado por tentativas, com o circuito montado.

Calculamos também, aproximadamente, a relação de espiras do auto-transformador de casamento da saída do transistor, com 50 Ω , sendo que o ajuste final foi feito na bancada.

O circuito foi montado em câmara térmica e os resultados obtidos estão relacionados no final do trabalho.

4.2.2 - MULTIPLICADORES X5 e X4

Esses multiplicadores usam a técnica com diodos SRD, apresentada pela Hewlett Packard. O circuito básico é mostrado na Figura 13.



$L_1 = 6$ Espiras

$\phi = 6\text{mm}$

TAP = 2 Espiras do Lado Frio

Fig. 12 - Oscilador em 91,330 MHz

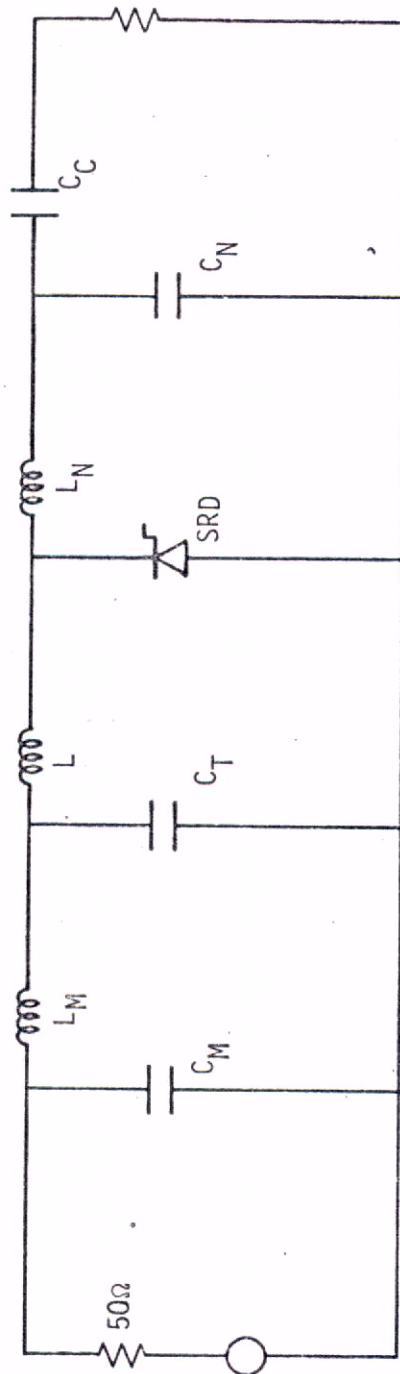


Fig. 13 - Circuito Básico para os Multiplicadores

As fórmulas para o cálculo dos componentes e os respectivos valores obtidos estão na Tabela 2.

Como mostra o circuito em blocos da Figura 11, o primeiro multiplicador eleva a frequência de 91,330 MHz a 456,65 MHz. O segundo multiplicador transforma de 456,65 MHz a 1826,6 MHz.

Nos cálculos da Tabela 2, várias considerações foram feitas. Para o bom funcionamento dos multiplicadores a reatância dos diodos deve ser da ordem de 10-20 Ω na frequência de saída. Portanto devemos ter:

$$\frac{1}{\omega_o C_{VR}} = (10-20) \Omega$$

Para o primeiro multiplicador deveríamos usar 6 diodos aproximadamente. Mas o rendimento do multiplicador não era um objetivo rígido e, portanto, para não encarecer muito o circuito usamos 2 diodos. A perda foi compensada por um amplificador em 91,330 MHz na entrada, que permitiu, também, o isolamento entre o oscilador e o multiplicador.

O filtro usado na saída do primeiro multiplicador é um circuito ressonante na frequência desejada, como mostra a Figura 14. O capacitor do circuito ressonante foi desdobrado em 4 outros para conseguirmos o casamento de impedância entre a saída do multiplicador e a carga de 50 Ω , e evitarmos que o circuito ressonante tivesse uma faixa muito larga.

Usamos esse tipo de filtragem devido à dificuldade de construir um filtro normal nessa frequência.

TABELA 2

CÁLCULO DOS MULTIPLICADORES

	MULTIPLICADOR X5 F _{IN} = 91,330 MHz F _{OUT} = 456,65 MHz DIODO HP 0180 CVR = 4,45PF (X2)	MULTIPLICADOR X4 F _{IN} = 456,65 MHz F _{OUT} = 1826,6 MHz DIODO HP 0300 CVR = 3,5 PF
$\frac{1}{2 F_{OUT}} < t_p < \frac{1}{F_{OUT}}$	$2 \cdot 10^{-9} \text{ seg}$	$5 \cdot 10^{-10}$
$L = (t_p / \pi) \frac{1}{CVR}$	45 nh	7 nh
$C_T = CVR / (2 F_i t_p)$	66 PF	17 PF
$R_{IN} = \omega_i L$	26 Ω	20 Ω
$L_M = (\sqrt{R_g R_{IN}}) / 2\pi F_{IN}$	62 nh	11 nh
$L_N = L$	45 nh	7 nh
$C_M = \frac{1}{2\pi F_{IN} \sqrt{R_g R_{IN}}}$	47 PF	11 PF
$C_C = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{\omega_0 L Q Z_0}}$	1,6 PF	0,7 PF
$Q = (\frac{\pi}{2})n$ (Para operação ótima)	7,8	$Q = n = 4$
$C_N = \frac{1}{\omega_0^2 L} - C_C$	1,1 PF	0,98 PF

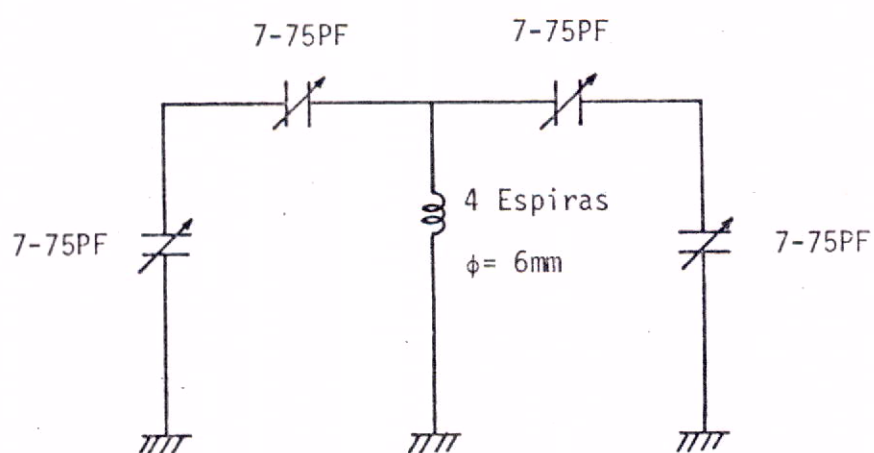


Fig. 14 - Filtro para o Multiplicador X5

O filtro para o segundo multiplicador foi calculado com ajuda do programa do LAB. MO., INPE, 1976. É um filtro tipo "parallel Coupled" em "Microstrip". A máscara do circuito impresso está no final do trabalho.

4.2.3 - CÁLCULO DOS AMPLIFICADORES

O circuito do oscilador usa dois amplificadores que, como segunda finalidade, fornecem um isolamento dos multiplicadores no circuito. O primeiro amplificador é em 91,330 MHz e o segundo em 456,65 MHz.

Para o cálculo desses amplificadores foram medidos os parâmetros "S" no Analisador de Malhas da HP. Os valores obtidos são mostrados a seguir:

2N3866		2N4428	
VCE	= 15V	VCE	= 10V
IC	= 40mA	IC	= 30mA
S_{11}	= 0.42 -165°	S_{11}	= 0.64 155°
S_{12}	= 0.04 75°	S_{12}	= 0.15 70°
S_{21}	= 8,3 82°	S_{21}	= 2 40°
S_{22}	= 0,6 -20°	S_{22}	= 0.66 -44°

Como aproximação válida, desprezamos S_{12} para simplificar o cálculo. As impedâncias ótimas de carga e de fonte para os transistores são respectivamente S_{22}^* e S_{11}^* . Com esses dados calculamos os circuitos de casamento para os transistores, como pode ser visto nas cartas de Smith nº 4 e 5. Os circuitos completos são mostrados nas Figuras 15 e 16.

* Indica conjugado

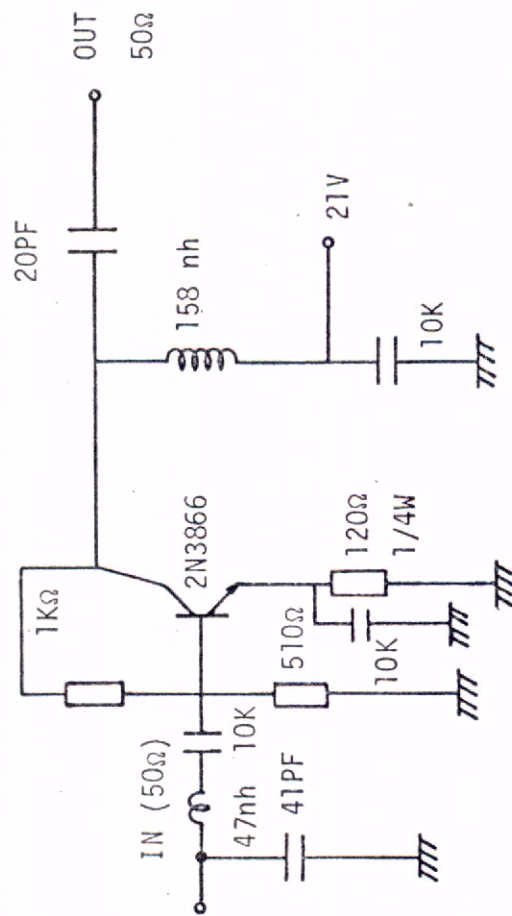


Fig. 15 - Amplificador em 91,330 MHz

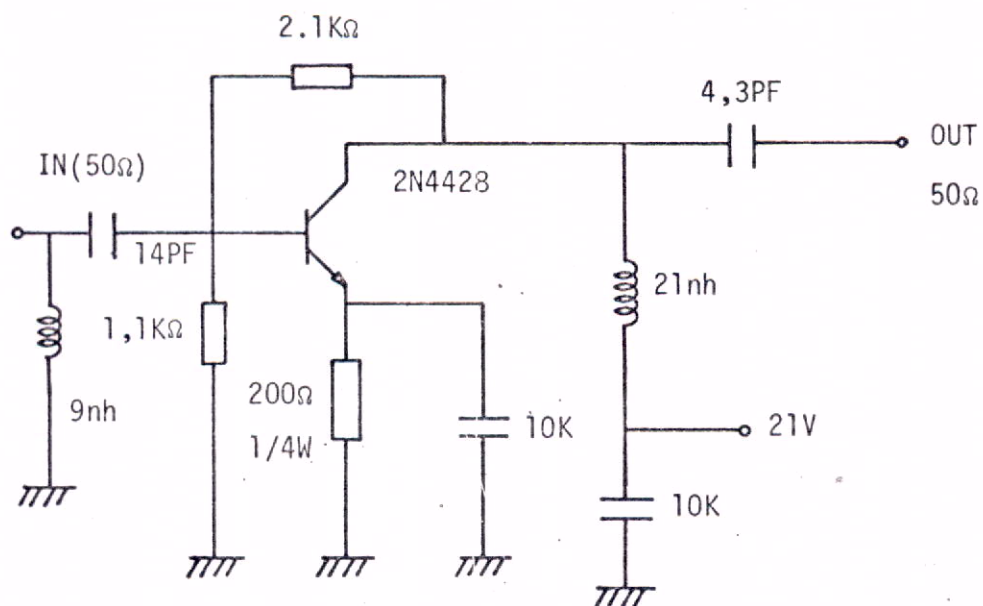


Fig. 16 - Amplificador em 456,65 MHz

4.3 - OBSERVAÇÕES DE MONTAGEM

No ajuste do circuito utilizamos polarização nos diodos SRD. A polarização visa aumentar o rendimento e estabilidade do circuito. A maior parte dos circuitos foi montada em circuito impresso e ligeiras alterações nos componentes foram feitas, para compensar os efeitos espúrios da montagem.

O multiplicador, com saída em 1826,6 MHz, possui um ajuste muito crítico, devido aos pequenos valores envolvidos. Sua montagem foi feita com todo o cuidado, principalmente no que se refere aos ajustes das bobinas. Devido aos pequenos valores de indutâncias as mesmas foram feitas com fita de cobre. A Figura 17 mostra o esboço da montagem do circuito.

A seguir são apresentadas as medidas obtidas no circuito.

4.4 - MEDIDAS NO CIRCUITO DO OSCILADOR

As medidas relacionadas a seguir foram feitas separadamente em cada circuito.

4.4.1 - AMPLIFICADOR 91,330 MHz

$$G = 17 \text{ dB}$$

$$BW_{3\text{dB}} = 20 \text{ MHz}$$

4.4.2 - MULTIPLICADOR X5

$$IN = 91,330 \text{ MHz}$$

$$OUT = 456,65 \text{ MHz (Sem Filtro)}$$

$$PERDA = 6 \text{ dB}$$

$$BW_{3\text{dB}} \text{ (Na saída)} = 10 \text{ MHz}$$

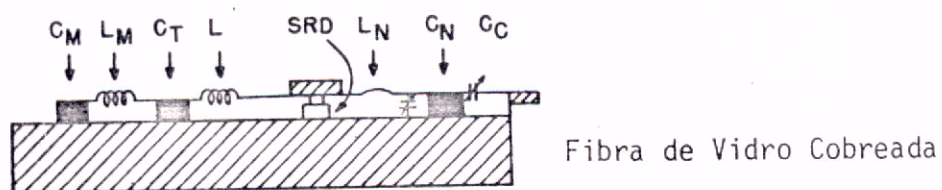


Fig. 17 - Montagem do Multiplicador X4

4.4.3 - AMPLIFICADOR 456,65 MHz

$$G = 6\text{dB}$$

$$BW_{3\text{dB}} = 80\text{ MHz}$$

4.4.4 - MULTIPLICADOR X4

$$IN = 456,65\text{ MHz}$$

$$OUT = 1826,6\text{ MHz (Sem filtro)}$$

$$PERDA = 6\text{dB}$$

$$BW_{3\text{dB}} = > 100\text{MHz (Saída)}$$

4.4.5 - FILTRO EM 1826,6 MHz

$$PERDA = 1,5\text{ dB}$$

CURVA DE RESPOSTA ANEXA

4.4.6 - RESULTADOS FINAIS EM 1826,6 MHz

O desenho abaixo representa os dados obtidos na tela do analisador de espectro para a frequência de 1826,6 MHz.

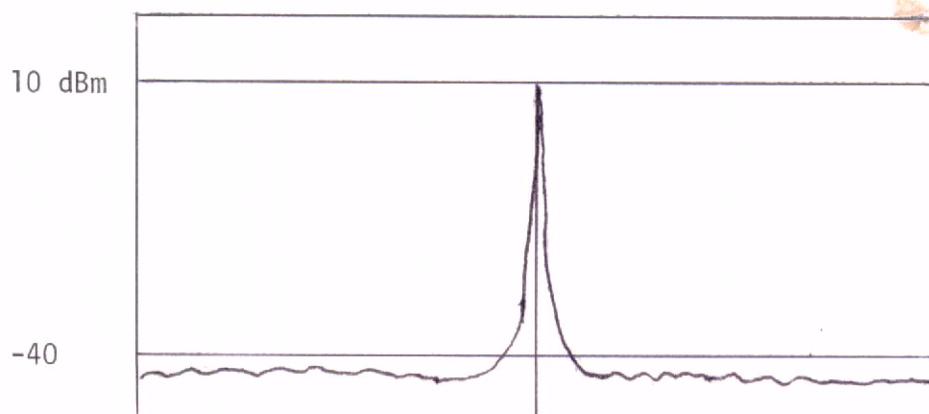


Fig. 18 - Espectro do Sinal em 1.826,6 MHz

Todos os espúrios estão abaixo de 40 dB do sinal requerido.

O circuito foi testado com a temperatura e obtivemos uma variação menor que ± 20 KHz com uma variação de -10^0 a 60^0 C. Na potência não notamos variações.

5. CONCLUSÕES

5.1 - FILTRO E PREAMPLIFICADOR EM 135,6 MHz

Na saída do misturador utilizamos o sistema filtro e preamplificador, do sistema APT, com a finalidade de amplificar o signal de 136,6 MHz e eliminar sinais espúrios. O preamplificador tem aproximadamente 28 dB de ganho e figura de ruído menor que 3 dB. Anexo temos a curva total do conjunto filtro-preamplificador com as respectivas características. Detalhes desse conjunto podem ser encontrados na referência FLEMING, W., Projeto de Amplificadores de Baixo em VHF, no prelo.

5.2 - MONTAGEM

Todos os circuitos foram acondicionados em uma caixa bem compacta, de modo a poder ser montado o conversor no alimentador da antena. Colocamos anexo um desenho esquemático da caixa, com a devida localização dos circuitos.

A performance final do circuito foi ótima. Posteriormente um dos conversores montados foi ligeiramente alterado para ser utilizado na frequência de 1687,1, que transmite fotos de alta resolução. Para esse frequência foi necessária uma faixa de 4 MHz. O ajuste dos circuitos foi conseguido facilmente e, no cálculo de link, baseado na referência SCHLUMBERGER, 1976. foram conseguidos bons resultados com as características do conversor. Para esse tipo de recepção utilizamos uma antena parabólica de 9 m de diâmetro.

Tentamos colocar nesse trabalho uma cópia xerox da foto recebida em 1680,1 MHz pelo sistema APT. Note-se a completa ausência de ruídos.

Quase todos os circuitos em "Microstrip" foram desenvolvidos em fibra de vidro, no circuito final.

Desse modo conseguimos uma grande redução no preço do circuito, visto não necessitar-se da importação de dialétrico.

A seguir são mostrados os resultados finais obtidos.

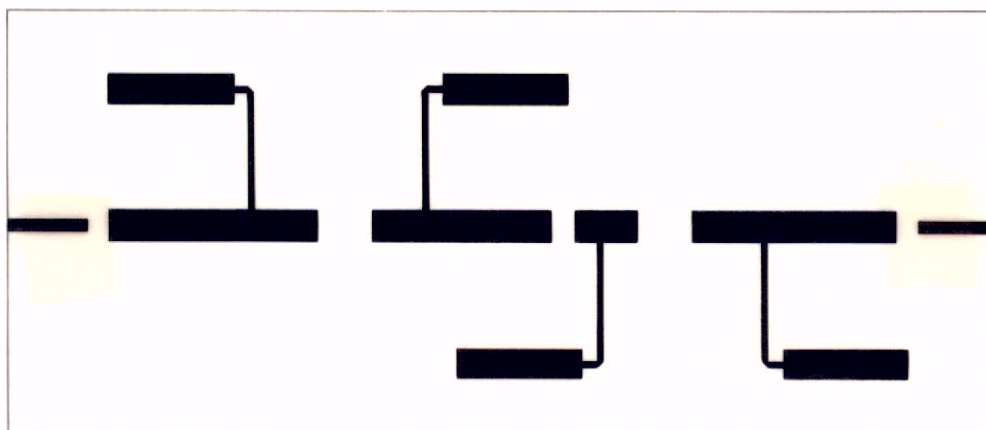


Fig. 19 - Amplificador em 1.690,1 MHz, com Dielétrico Importado (Tamanho Natural)

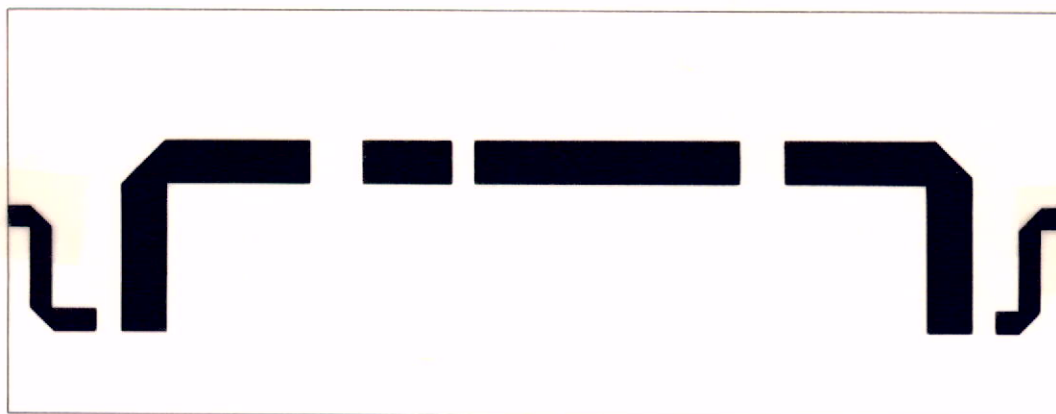


Fig. 20 - Amplificador em 1.690,1 MHz com Fibra de Vidro (Tamanho Natural)



Fig. 21 - Resposta de Frequência do Amplificador em 1.690,1 MHz (Fibra de Vidro)

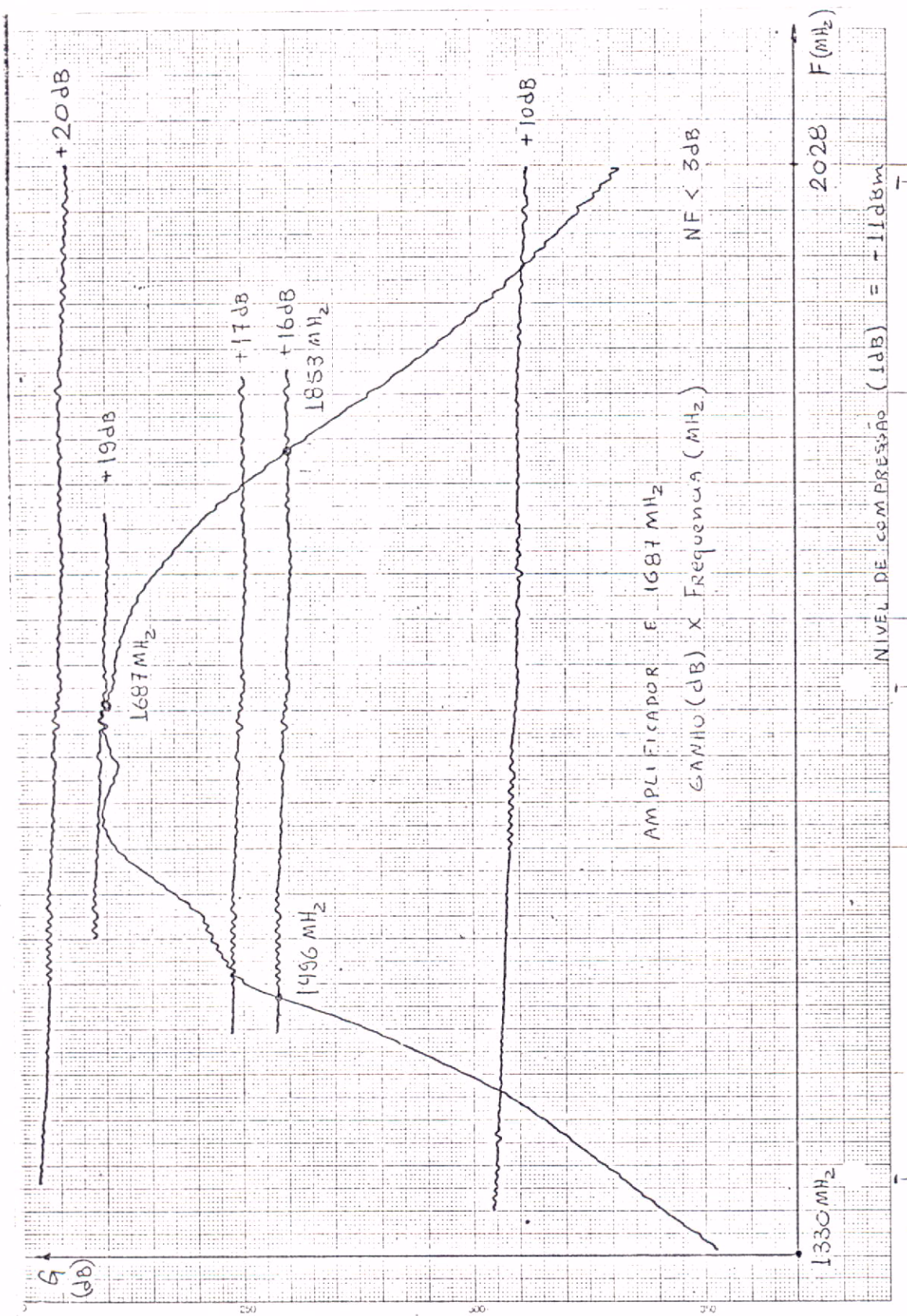


Fig. 22 - Amplificador com Dielétrico Importado

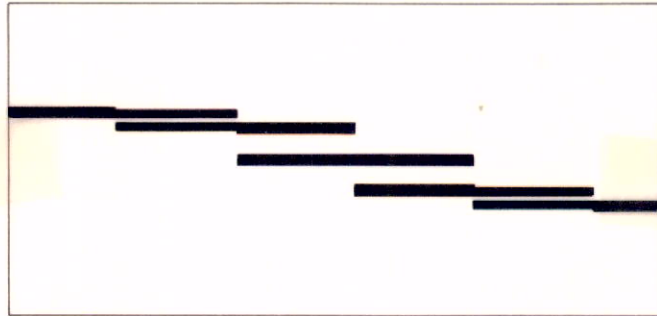


Fig.23 - Filtro em 1826,6 MHz (Tamanho Natural)

$$E_r = 10$$

$$\text{Espessura} = 1/16''$$

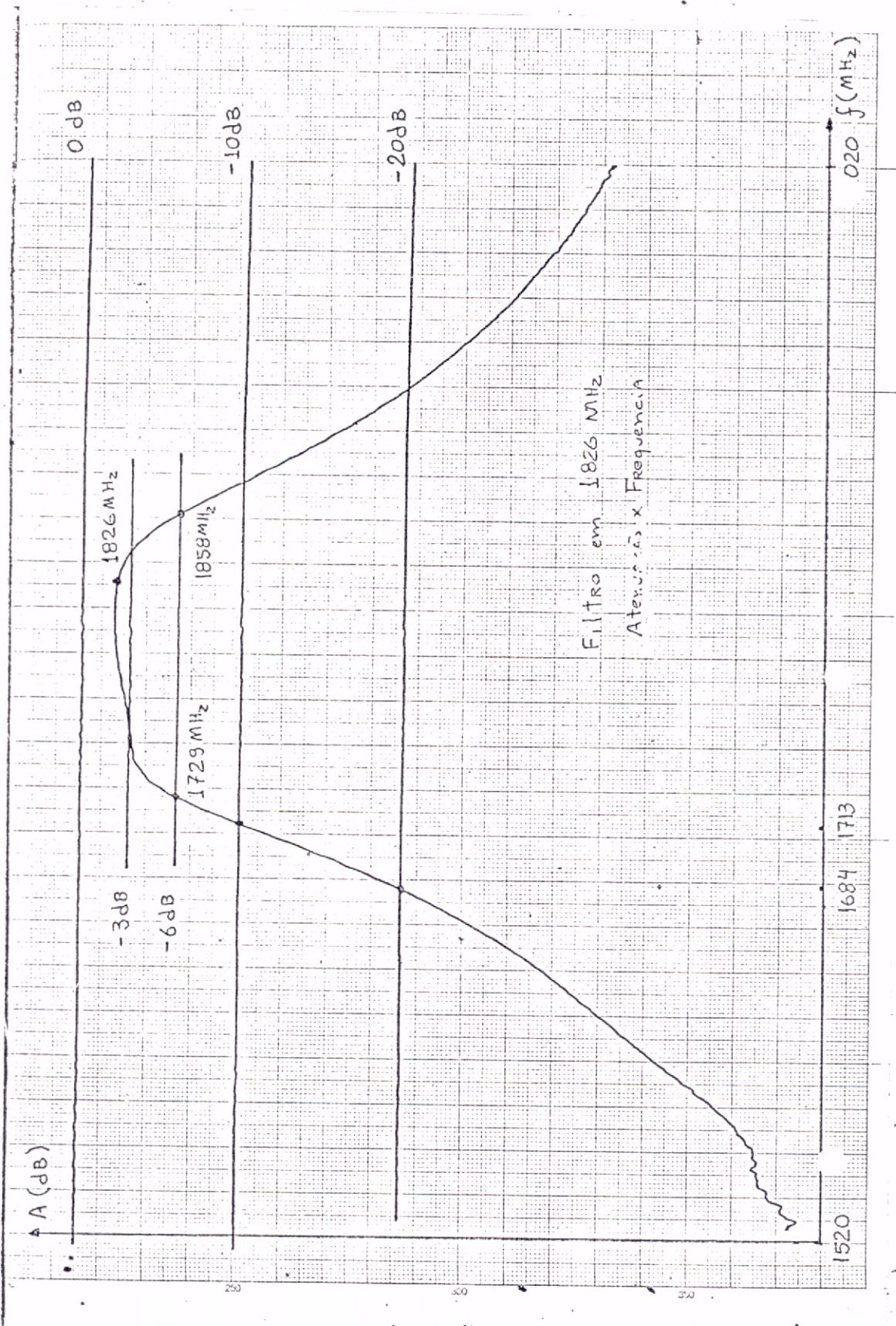


Fig. 24 - Filtro em 1.826,6 MHz

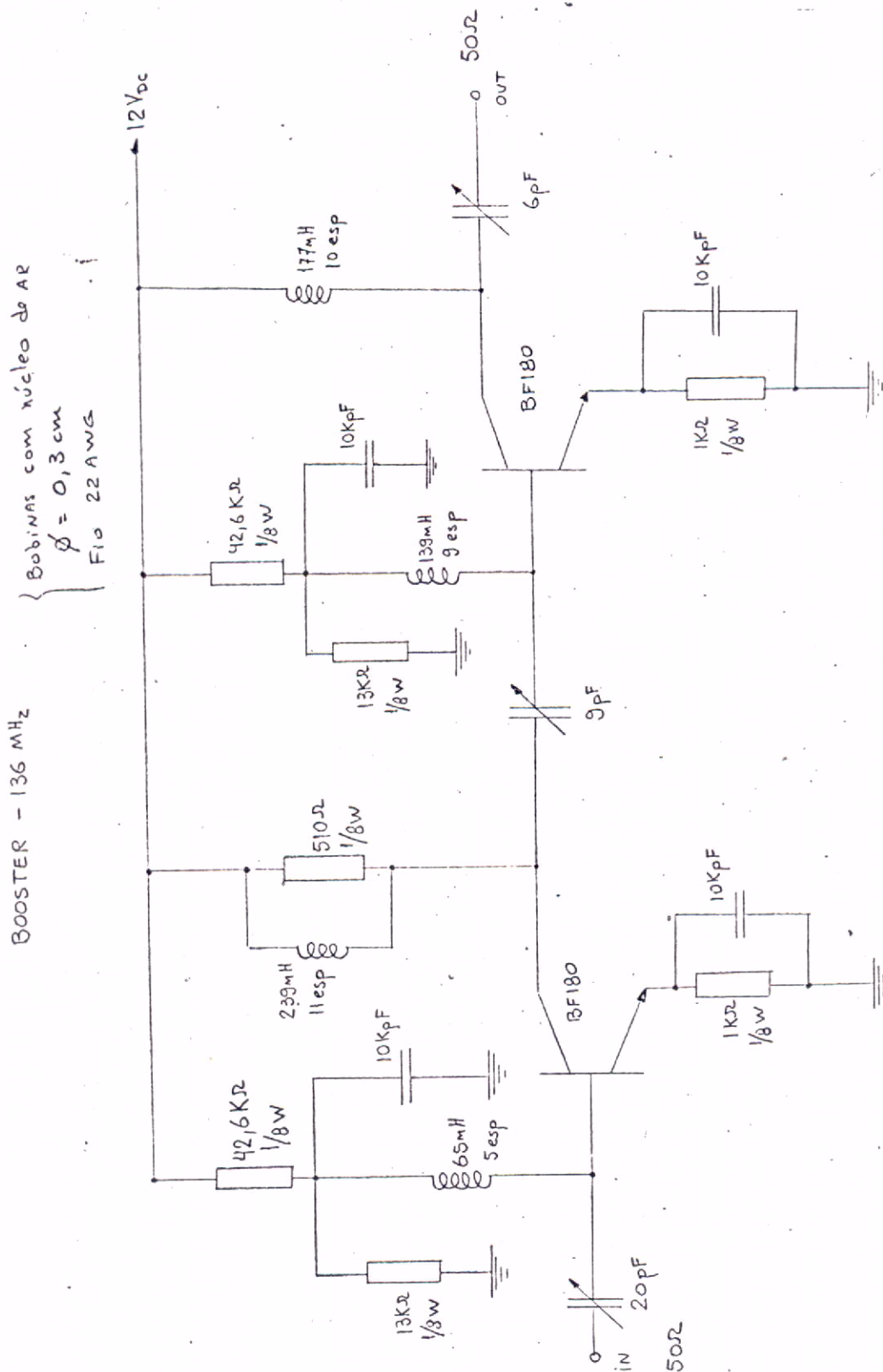
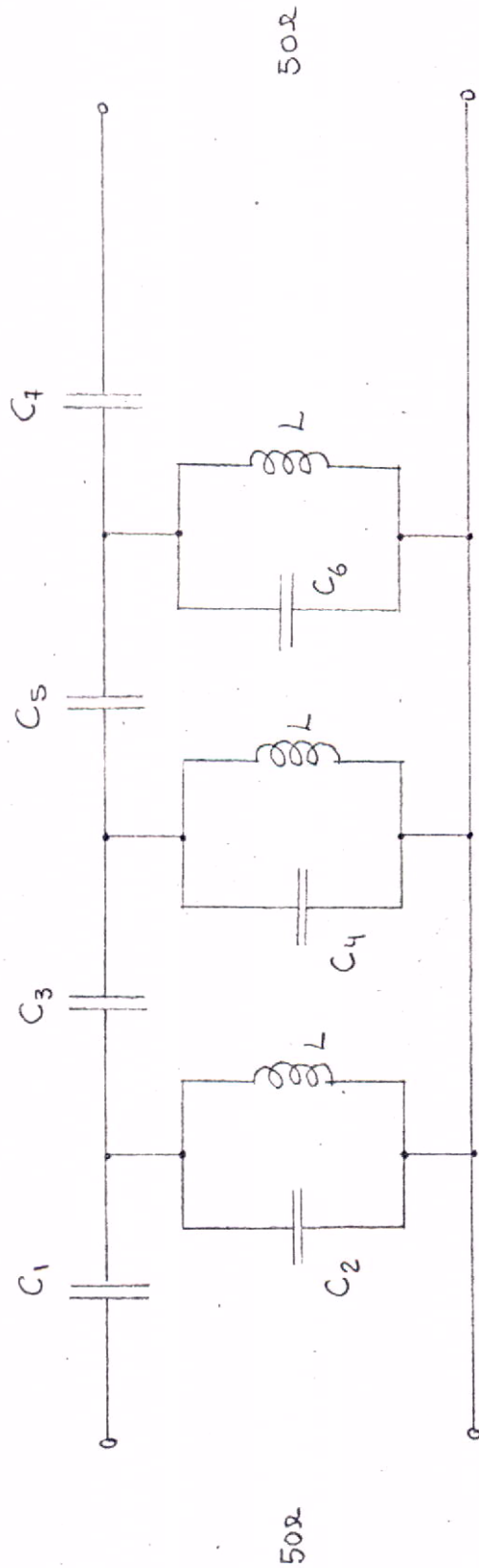


Fig. 25 - Preamplificador em 135,6 MHz



$L = 54\text{mH}$ $Q = 235$ NÚCLEO DE AR
 5 espiras do Fio 18 AWS - $\phi = 0,4\text{cm}$

C_1, C_2, C_4, C_6 e $C_7 \rightarrow$ TRIMMERS 4-75pF (PHILIPS)
 C_3 e $C_5 = 1,8\text{pF}$ Tipo - "plate" (Ibrape)

Fig. 26 - Filtro - Passa Faixa - 136 MHz

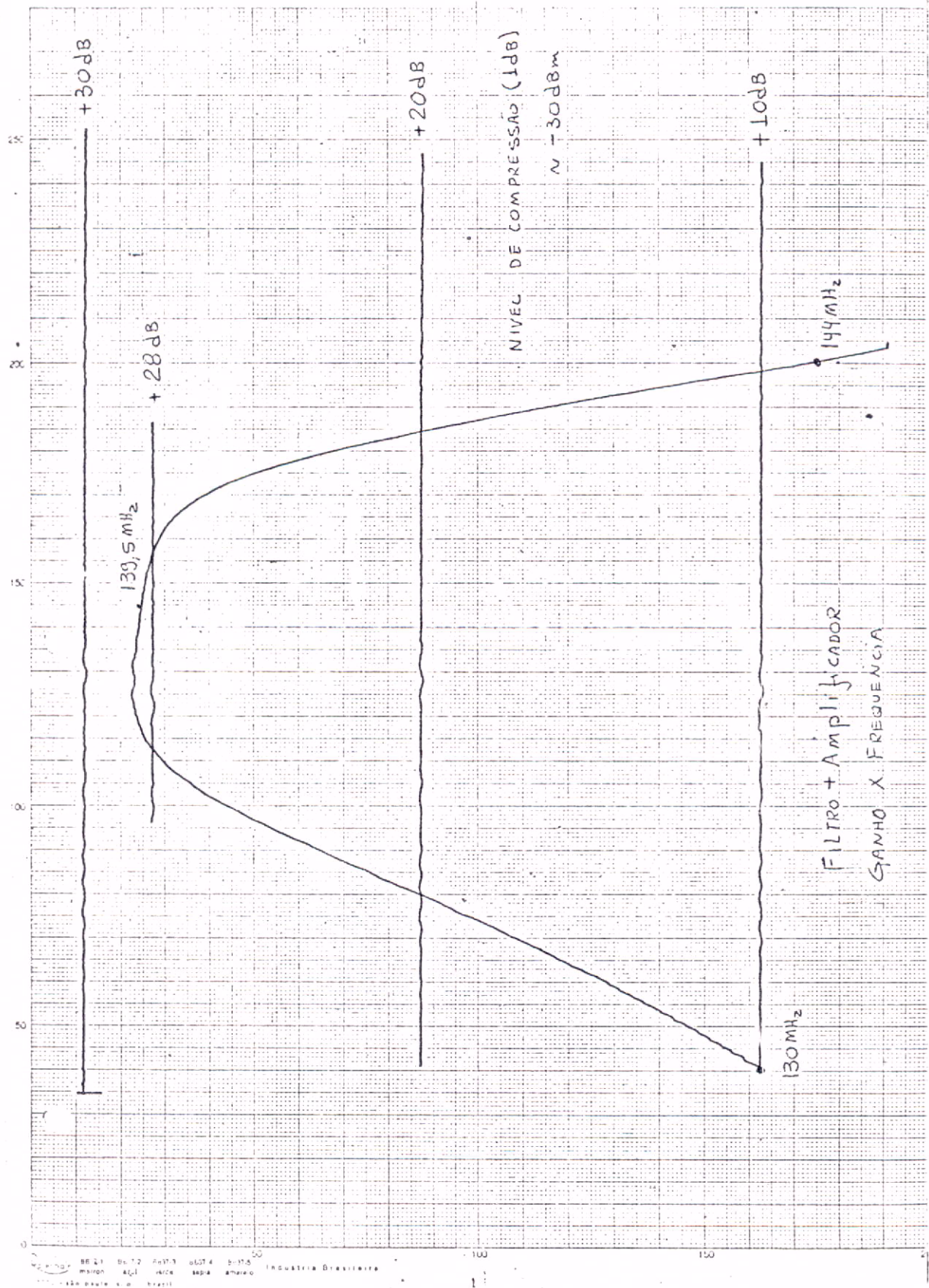


Fig. 27 - Filtro e Amplificador em 135,6 MHz

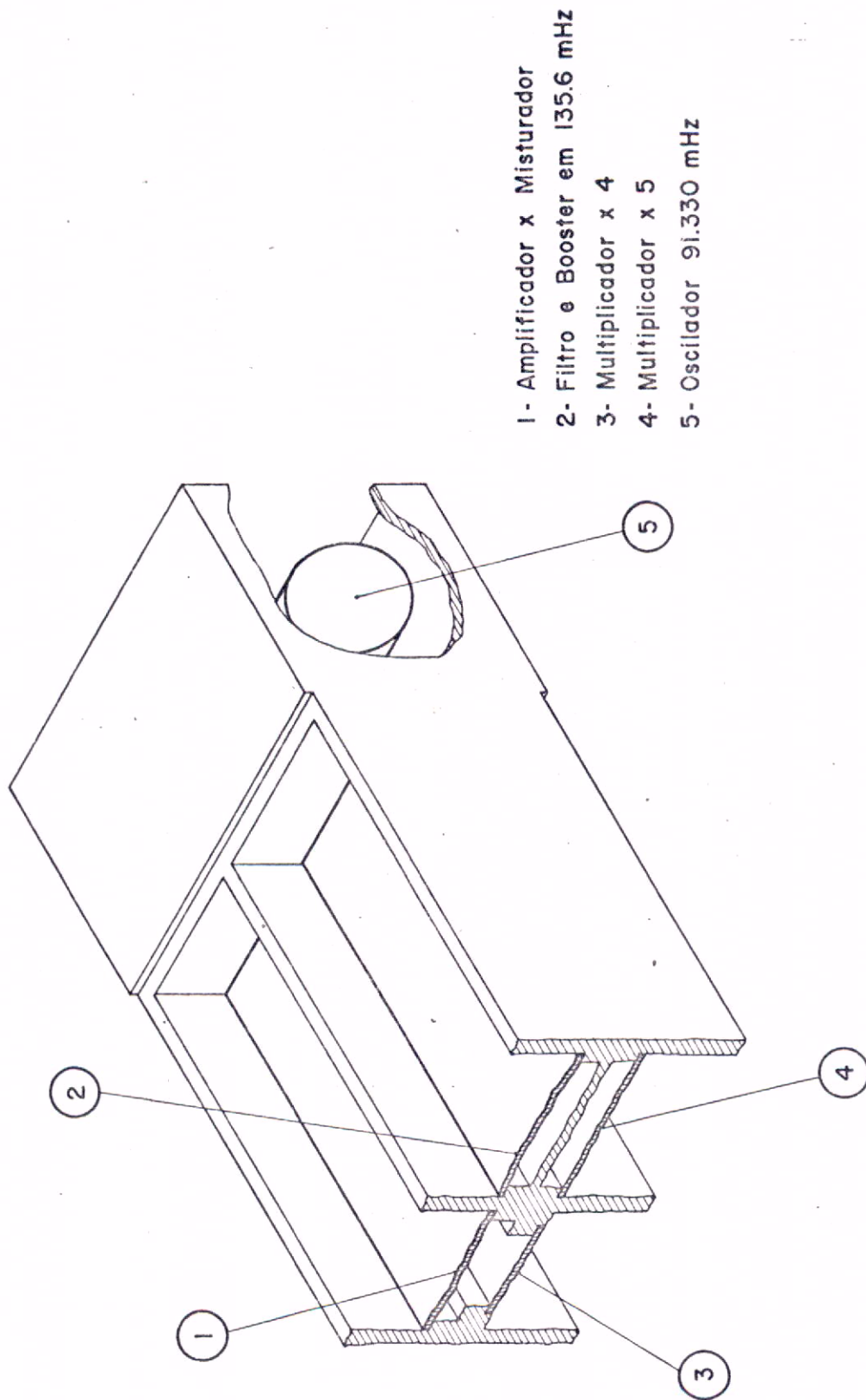


Fig. 28 - Desenho Esquemático da Caixa do Conversor

NAME	IMP 1690,1 MHz	TITLE	CASAMENTO DA ENTRADA	Carta nº 1
SMITH CHART	Form 756-N	GENERAL RADIO COMPANY,	CAMBRIDGE, MASSACHUSETTS	DWG. NO. 01
				DATE

IMPEDANCIA DE

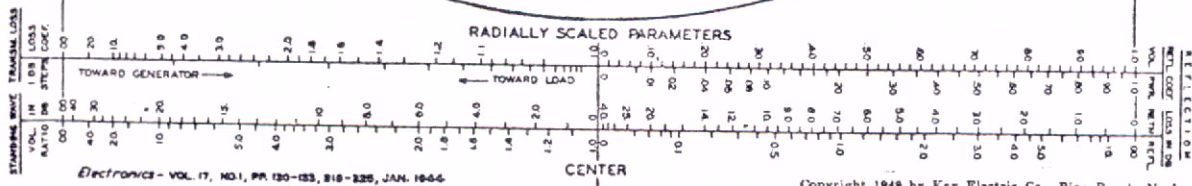
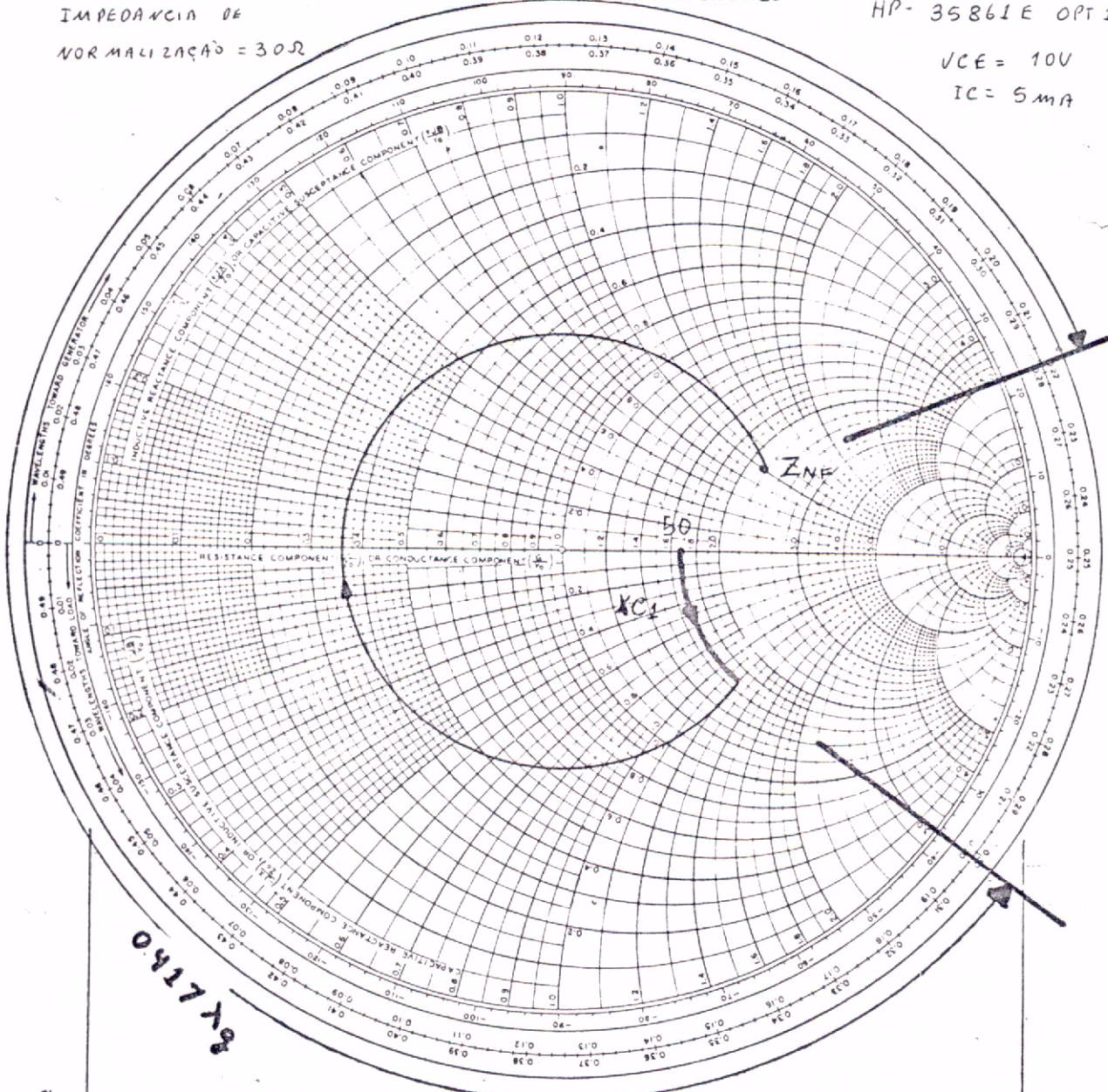
NORMALIZAÇÃO = 30Ω

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES

HP- 35861 E OPT 100

VCE = 10V

IC = 5mA



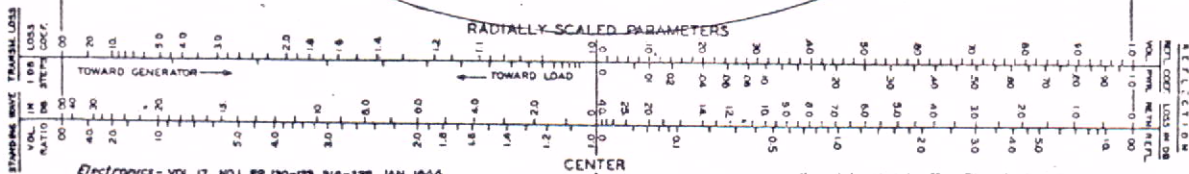
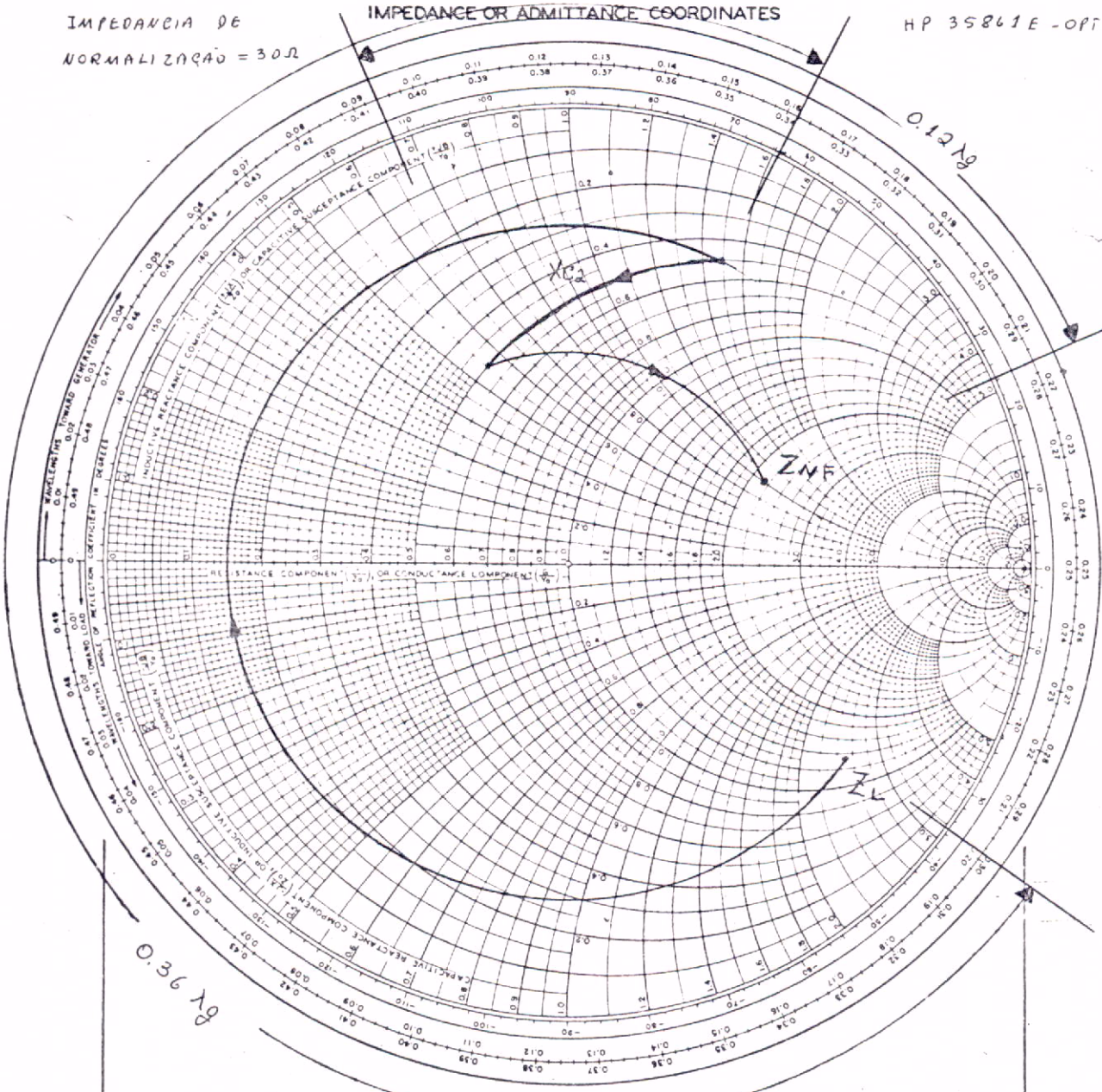
Carta nº 2

NAME AMP 1690,14Hz	TITLE CASAMENTO INTERESTADIO	DWG. NO. 02
SMITH CHART Form 756-N	GENERAL RADIO COMPANY, CAMBRIDGE, MASSACHUSETTS	DATE

IMPEDANCIA DE
NORMALIZAÇÃO = 30Ω

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES

HP 35861E - OPT100



Electronics - VOL. 17, NO. 1, PP. 120-129, 216-229, JAN. 1944

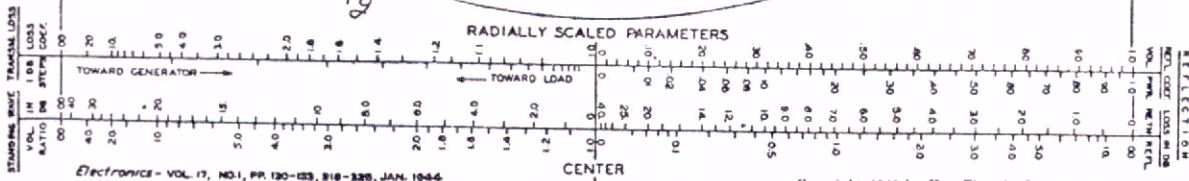
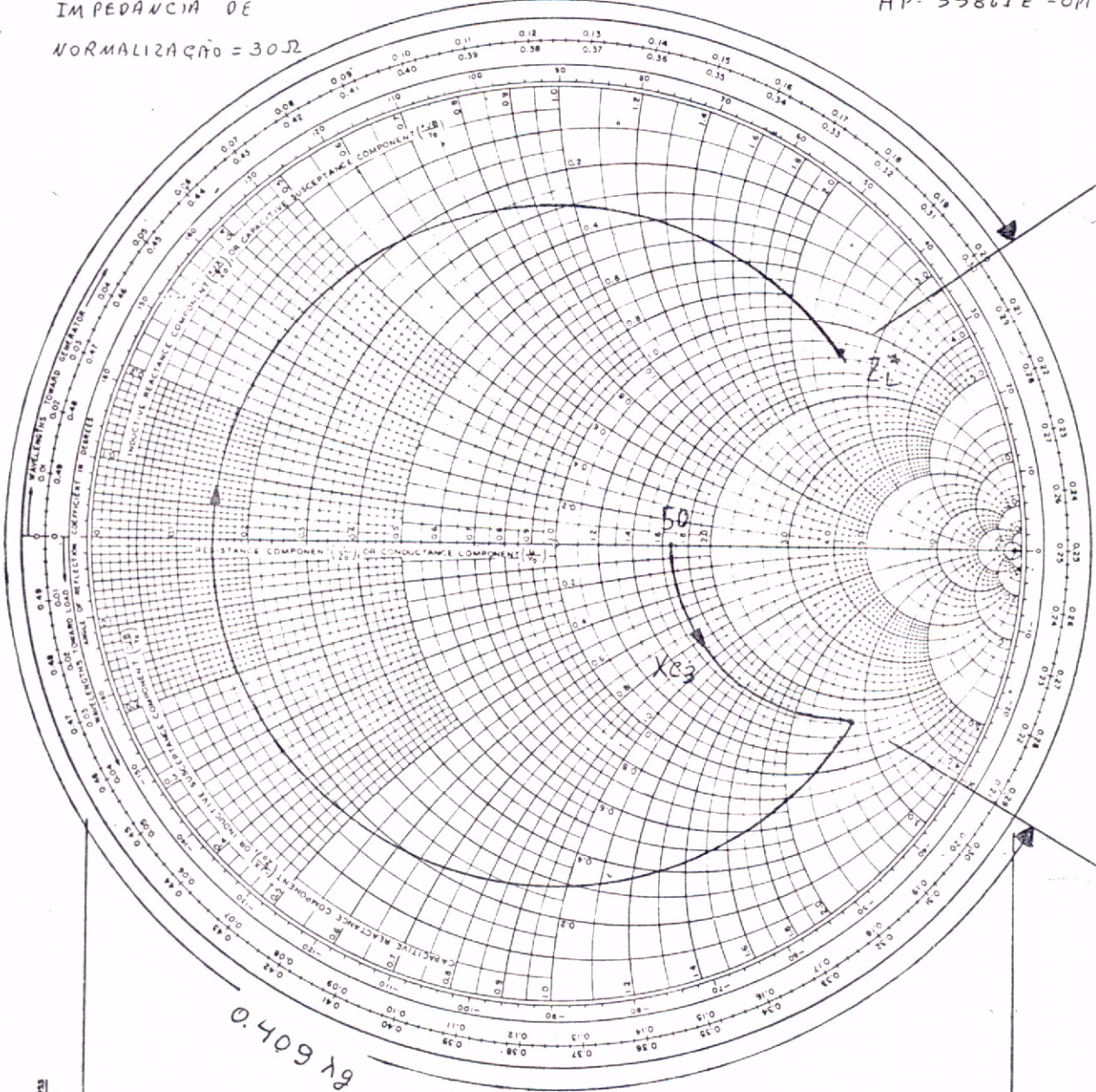
Copyright 1949 by Kay Electric Co., Pine Brook, N. J.

NAME AMP 1690.1 MHz	TITLE CASAMENTO DA SAIDA	Carta nº 3 DWG. NO. 03
SMITH CHART Form 756-N	GENERAL RADIO COMPANY, CAMBRIDGE, MASSACHUSETTS	DATE

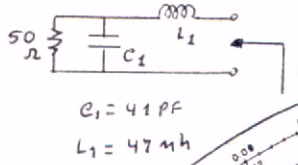
IMPEDÂNCIA DE
NORMALIZAÇÃO = 30Ω

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES

HP-35861E-OPT 100



NAME	TITLE	Carta nº 4
SMITH CHART Form 756-N	AMPLIFIC 91,330 MHz - EXTRA D/A	DWG. NO. 5
	GENERAL RADIO COMPANY, CAMBRIDGE, MASSACHUSETTS	DATE

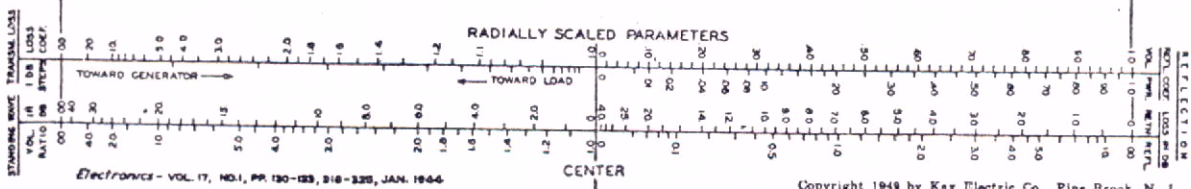
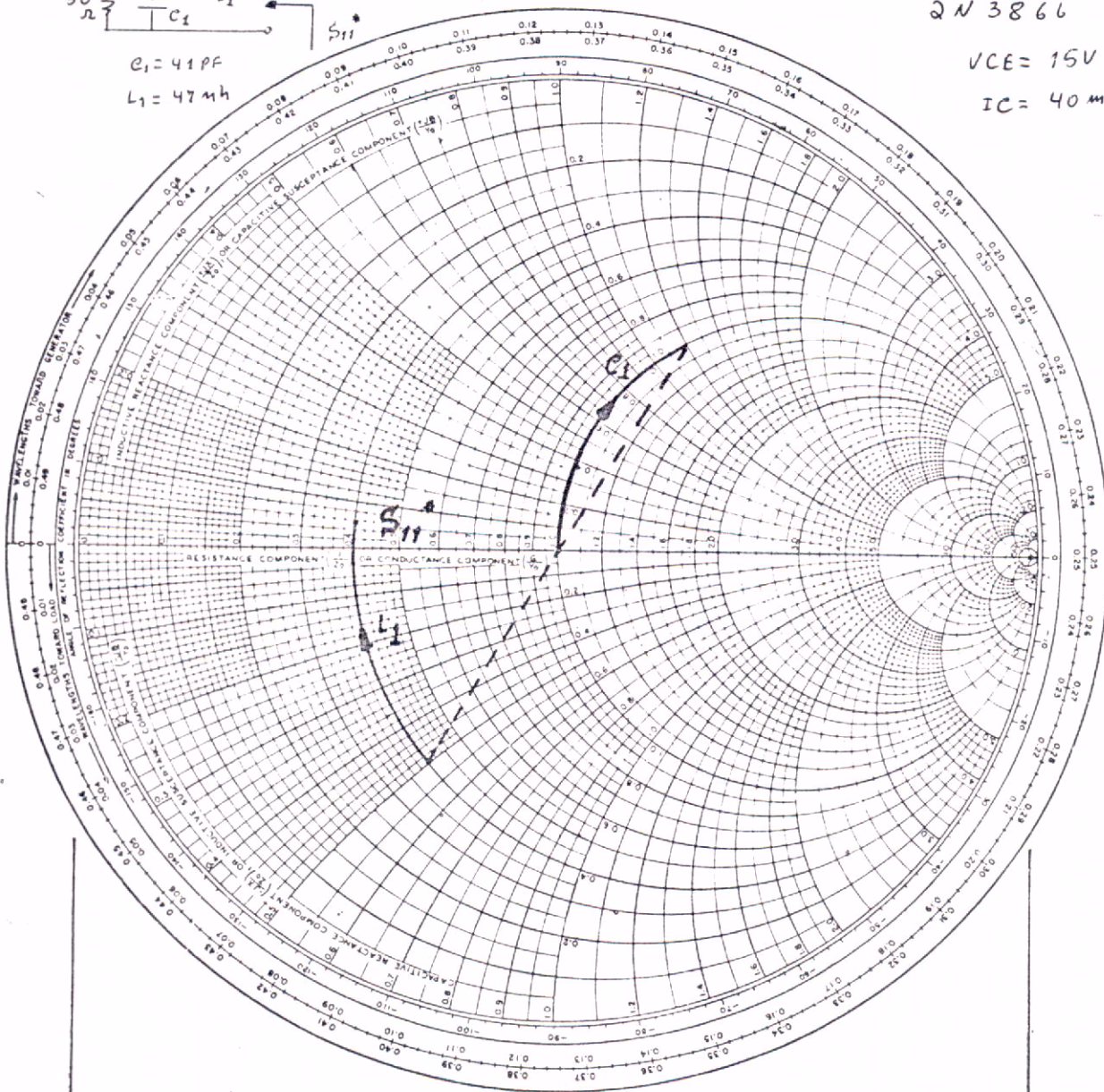


IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES

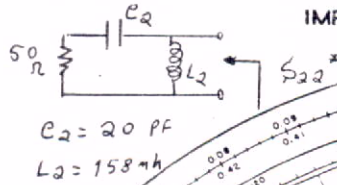
2N3866

VCE = 15V

IC = 40 mA

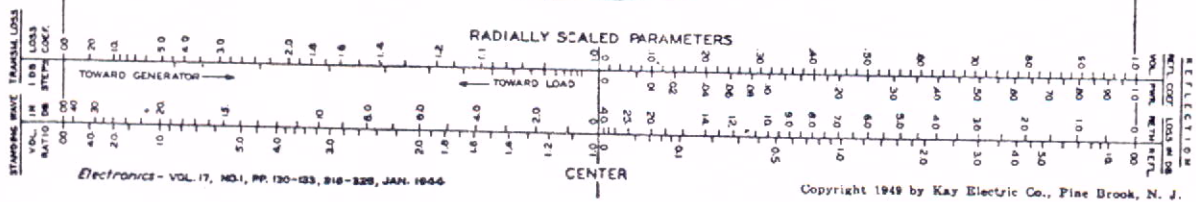
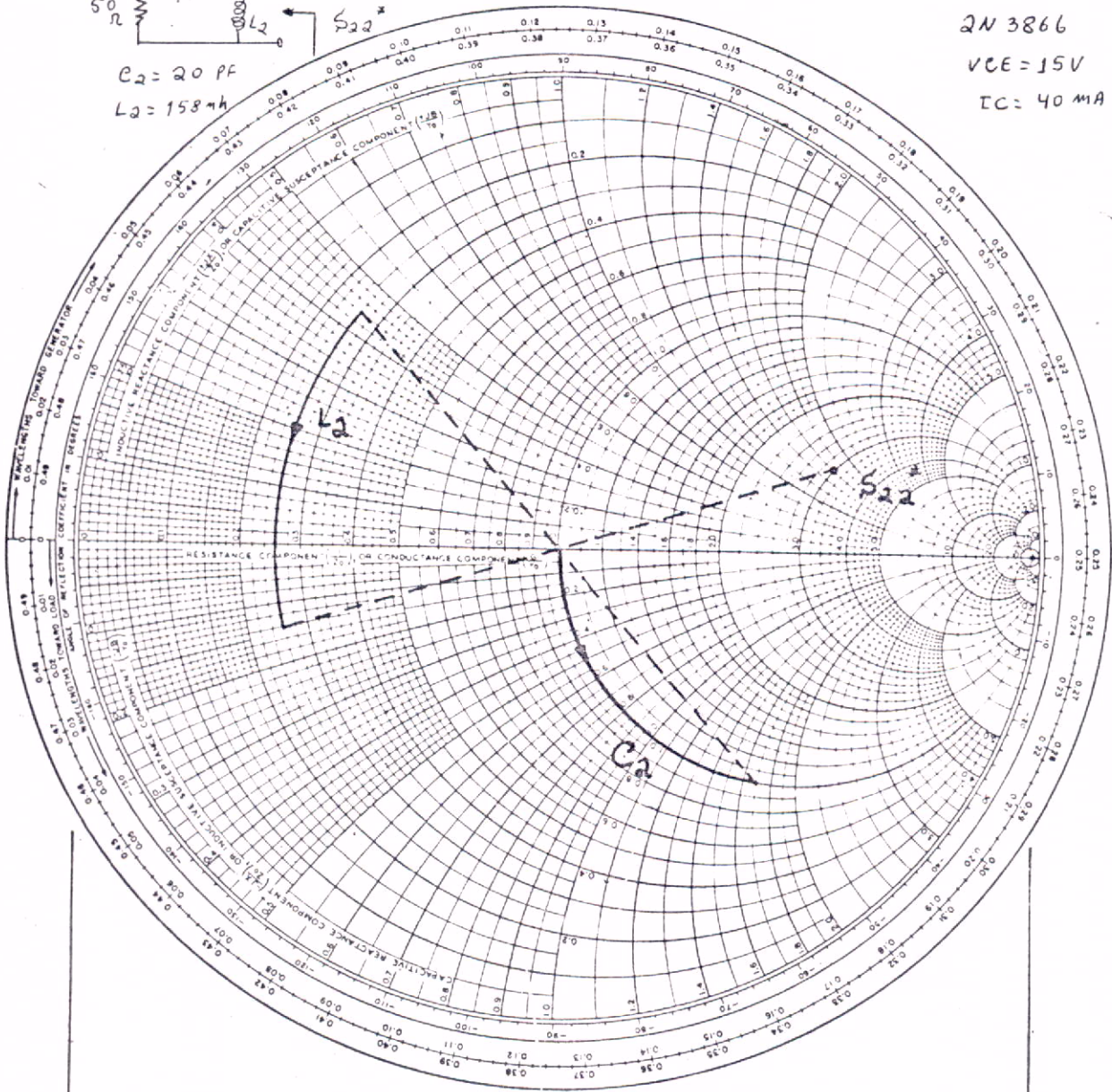


NAME	TITLE	Carta nº 4A
SMITH CHART Form 756-N	AMPLIFIC 91.330 MHz - SAIDA	DWG. NO.
	GENERAL RADIO COMPANY, CAMBRIDGE, MASSACHUSETTS	DATE



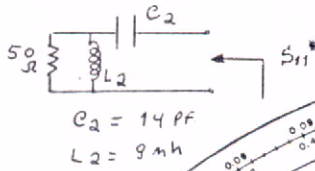
IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES

2N 3866
 $V_{CE} = 15V$
 $I_C = 40 \text{ mA}$



Carta nº 5

NAME	TITLE	DWG. NO.
SMITH CHART Form 756-N	AMPLIFIC 456.65 MHz - EXTRADA GENERAL RADIO COMPANY, CAMBRIDGE, MASSACHUSETTS	# 6
		DATE

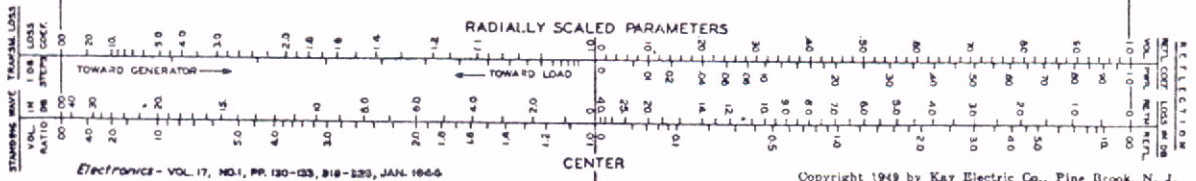
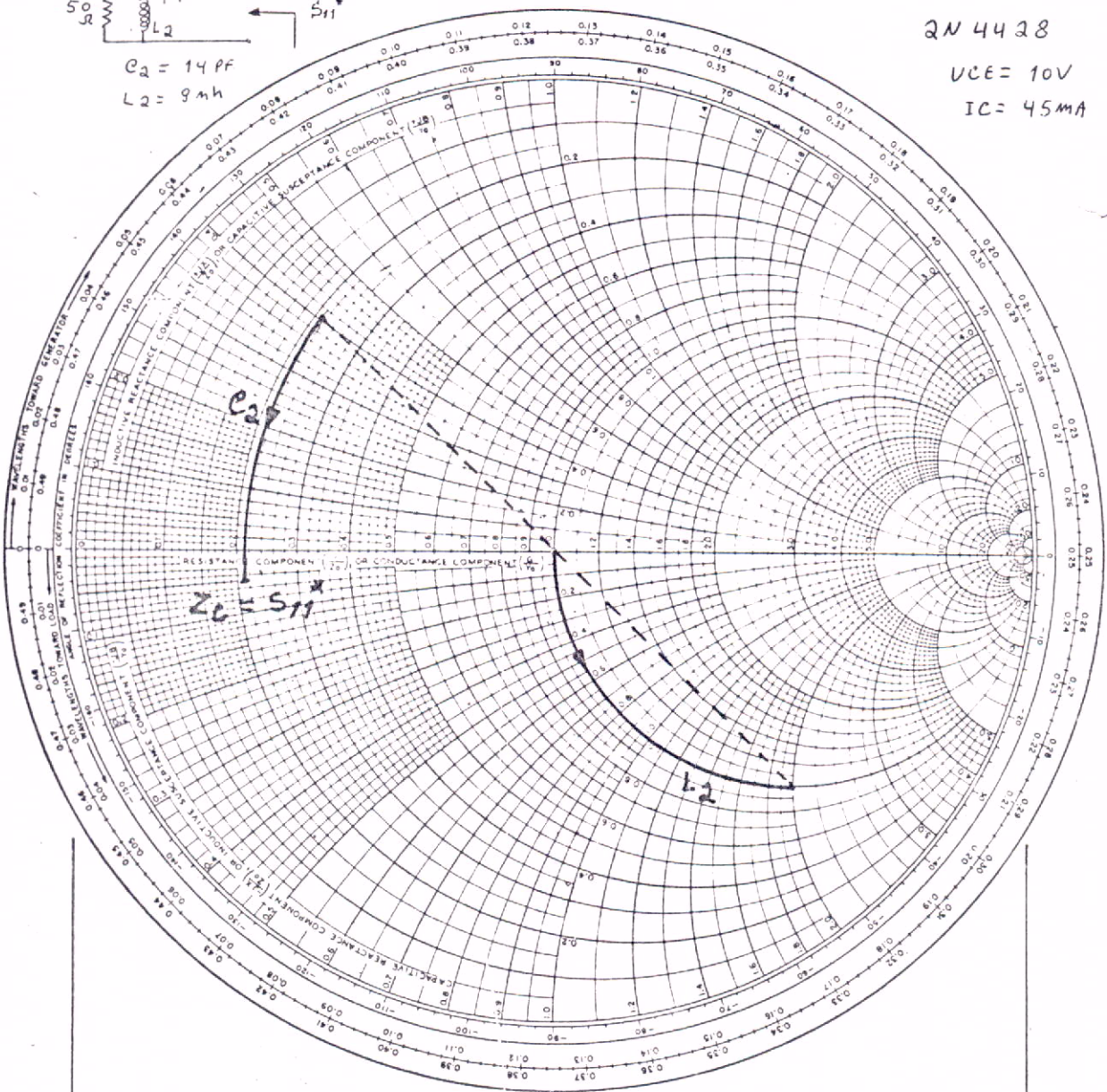


IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES

2N 4428

$V_{CE} = 10 \text{ V}$

$I_C = 45 \text{ mA}$



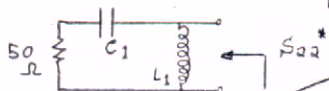
Electronics - VOL. 17, NO. 1, PP. 130-133, 318-323, JAN. 1966

Copyright 1949 by Kay Electric Co., Pine Brook, N. J.

Carta nº 5A

NAME	TITLE	DWG. NO.
SMITH CHART Form 756-N	AMPLIFIC 456.65 MHz - SA10A	229 92
	GENERAL RADIO COMPANY, CAMBRIDGE, MASSACHUSETTS	DATE

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES

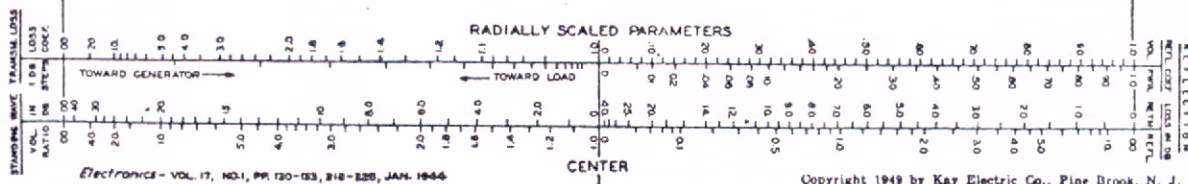
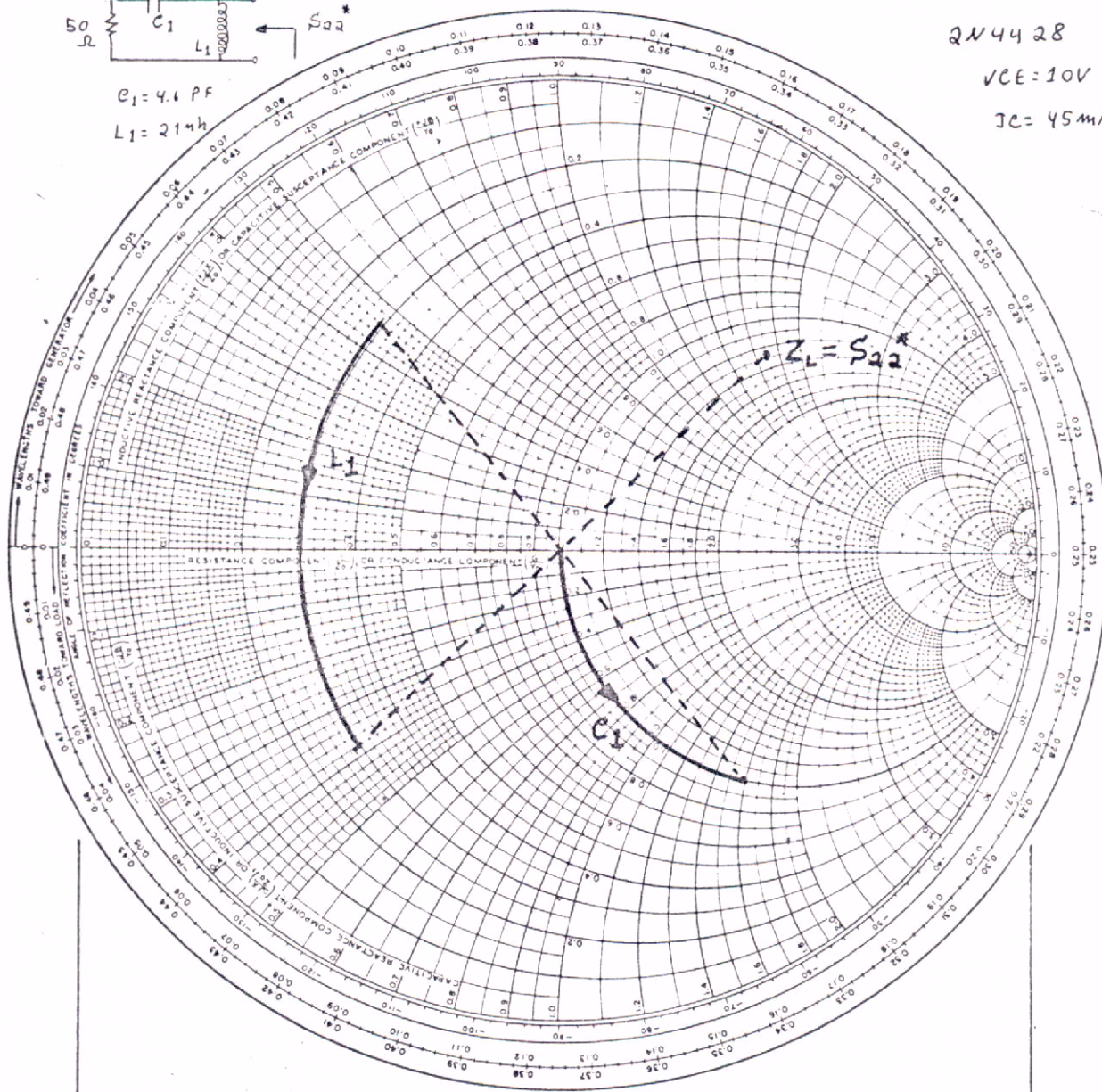


$C_1 = 4.6 \text{ PF}$
 $L_1 = 214 \text{ nH}$

2N4428

$V_{CE} = 10V$

$I_C = 45 \text{ mA}$



BIBLIOGRAFIA

FLEMING, W. *Desenvolvimento de um Programa para Cálculo de Amplificadores de Faixa Larga e Baixo Ruído em Microondas.* No prelo.

——— - *Projeto de Amplificadores de Baixo Ruído em VHF.* No prelo.

GHIZONI, C.C.; WOLFENSON, M. *Receptor para TV e 4 Canais de Som em FM na Banda S.* São José dos Campos, INPE, Maio, 1973 (INPE Nota Técnica 47).

HEWLETT PACKARD *Harmonic Generation Using Step Recovery Diodes and SRD Modules.* s.l. (Hewlett Packard Application Note 920).

INSTITUTO DE PESQUISAS ESPACIAIS, LABORATÓRIO DE MICROONDAS *Programa para Cálculo de Filtros Tipo Parallel Coupled. em Microstrip.* São José dos Campos, 1976.

KWON, A.H. *Design of Microstrip Transmission Line.* Microwave Journal. vol.19 (Nº 1) Jan. 1976.

SCHLUMBERGER, EMR *Meteorological Satellite Ground Station Systems and Products.* s.l., Jan, 1976.

WOLFENSON, M. *Tese de Mestrado.* São José dos Campos, INPE, 1973.