USP / IFQ / 881

8-2-88882

De

"CONSTRUÇÃO DE UM GERADOR E
MISTURADOR DE HARMÔNICOS"

MILSON TADEU CAMARGO SILVA

Dissertação apresentada ao Ins-
tituto de Física e Química de
São Carlos, para obtenção do
título de: Mestre em Física
Aplicada.

Orientador: Prof. Dr. Maria
Cristina Terrile

Departamento de Física e Ciência dos Materiais
São Carlos - 1982

BIBLIOTECA DO INSTITUTO DE FÍSICA E QUÍMICA DE SÃO CARLOS USP
FÍSICA

MEMBROS DA COMISSÃO JULGADORA DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO DE _____
MILSON TADEU CAMARGO SILVA
APRESENTADA AO INSTITUTO DE FÍSICA E QUÍMICA DE SÃO CARLOS, DA
UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO, EM 18 DE janeiro DE 1982.

COMISSÃO JULGADORA:

Dra Maria Cristina Terrile - Orientadora

Dr. Otaciro Rangel Nascimento

Dr. Christovam Mendonça Filho

À minha mãe Laércia e a memória
de meu pai Antonio.

Aos meus irmãos Mirley, Miltes
e Milton,
que tantos esforços fizeram
para a minha educação.

À minha esposa Vera e a minha
filha Thaíz,
pelo constante estímulo e
alegria.

AGRADECIMENTOS

Quero agradecer, em primeiro lugar, ao Prof. Dr. Maria Cristina Terrile, pela sua amizade, confiança e orientação.

Importante também é mostrar o meu agradecimento ao Prof. Dr. Horacio Carlos Panepucci, por sua hospitalidade e pela sugestão do trabalho.

Agradeço ao Prof. Dr. René Ayres Carvalho por sua amizade e contribuição a minha formação profissional.

Ao Prof. Dr. Otaciro Rangel Nascimento pelo incentivo.

A todos os membros do grupo de "ressonância e magneto-ótica" pelo apoio recebido.

Ao L. L. Ling pela colaboração e primeiros desenhos.

Aos senhores João Carlos dos Santos, Edson Fernandes e José Luiz Menegazzo, pela construção do dispositivo.

Ao Sr. Odir Adolfo Canevarollo pela assistência técnica.

A minha esposa pela paciência, carinho e incentivo.

ÍNDICE

Lista de ilustrações e de tabelas	I
Resumo e abstract	II
Introdução	1
Capítulo I: CONCEITOS GERAIS	5
1.1 - Introdução	5
1.2 - Propriedades de semicondutores	7
1.3 - O gerador de harmônicos	17
1.4 - O misturador de harmônicos	23
1.5 - Propagação de microondas	31
1.6 - Componentes de microondas	52
Capítulo II: PROJETO DO GERADOR E MISTURADOR DE HARMÔNICOS	64
2.1 - Introdução	64
2.2 - O gerador de harmônicos	64
2.3 - O misturador de harmônicos	65
2.4 - O gerador e misturador de harmônicos	66
2.5 - O projeto do gerador e misturador de harmônicos	68
Capítulo III: CARACTERIZAÇÃO E APLICAÇÃO DO GERADOR E MISTURADOR DE HARMÔNICOS	78
3.1 - Introdução	78
3.2 - Medida da perda de conversão do gerador de harmônicos	78
3.3 - Medidas de isolação e perda de conversão do misturador de harmônicos	83
3.4 - Aplicação - Calibração de um frequencímetro de Banda-Q	87
3.5 - Comentário sobre as medidas realizadas com o terceiro harmônico	89

Capítulo IV: RESULTADOS E CONCLUSÕES

4.1 - Introdução	92
4.2 - Potência do terceiro e quarto harmônicos e perda de conversão do gerador de harmônicos	92
4.3 - Perda de conversão e isolamento do misturador do quarto harmônico	95
4.4 - Calibração do frequencímetro de Banda-Q	101
4.5 - Comparação entre o dispositivo construído e aqueles citados na literatura	108
4.6 - Conclusões	111
4.7 - Sugestões para trabalhos futuros	112
Referências Bibliográficas	114

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1	- Bandas de energia eletrônica de um isolante ou de um semicondutor	8
Figura 1.2	- Barreira de potencial formada pelo contato semicondutor-metal	12
Figura 1.3	- Característica $V - I$ de um contato semicondutor-metal	14
Figura 1.4	- Circuito equivalente do contato semicondutor-metal	15
Figura 1.5	- Circuito equivalente do contato semicondutor-metal para baixas frequências	16
Figura 1.6	- Circuito equivalente do contato semicondutor-metal para altas frequências	16
Figura 1.7	- Esquema simplificado de um gerador de harmônicos	19
Figura 1.8	- Circuito equivalente proposto por Page para o gerador de harmônicos	22
Figura 1.9	- Diagrama em blocos do conversor de frequências	25
Figura 1.10	- Circuito equivalente da linha de transmissão	32
Figura 1.11	- Sistema de referência da linha de transmissão	34
Figura 1.12	- O modo TEM de propagação	39
Figura 1.13	- Sistema de referência e dimensões do guia de onda retangular	42
Figura 1.14	- Configuração dos campos elétrico e magnético do modo TE_{10}	43
Figura 1.15	- Modos de transmissão de ordem mais alta	45

Figura 1.16 - Relação entre comprimentos de onda em um guia de onda	48
Figura 1.17 - Distribuição de corrente do modo TE_{10}	50
Figura 1.18 - Atenuação abaixo do corte em um guia de onda	52
Figura 1.19 - Esquema geral do acoplador direcional	55
Figura 1.20 - Tipos de curtos móveis não-contato	57
Figura 1.21 - Sistema de referência de um guia de onda curto-circuitado	58
Figura 1.22 - Impedância de entrada de um guia de onda curto-circuitado	59
Figura 1.23 - Curto móvel tipo quarto de onda não-contato	60
Figura 1.24 - Poste indutivo	61
Figura 1.25 - Susceptância de um poste indutivo em um guia de onda	63
Figura 2.1 - Esquema do gerador e misturador de harmônico	67
Figura 2.2 - Vista de topo do gerador e misturador de harmônicos construído	70
Figura 2.3 - Vista de topo e lado do curto móvel do guia de onda de Banda-X	72
Figura 2.4 - Vista de topo e lado do curto móvel do guia de onda de Banda-Ka	73
Figura 2.5 - Vista em explosão do dispositivo mostrando as dimensões da montagem do diodo e do terminal de FI	74
Figura 2.6 - Vista em explosão do gerador e misturador de harmônicos construído	75
Figura 2.7 - Circuito equivalente do casador de impedâncias	76

Figura 3.1	- Diagrama em blocos do arranjo experimental empregado nas medidas da perda de conversão do gerador de harmônicos e na calibração do frequencímetro	80
Figura 3.2	- Diagrama em blocos do arranjo experimental para medidas da perda de conversão e <u>isola</u> ção do misturador de harmônicos e calibração do frequencímetro	84
Figura 3.3	- Equipamento de microondas utilizado na caracterização do gerador e misturador de harmônicos	90
Figura 4.1	- Potência do terceiro harmônico em função da potência do sinal fundamental	93
Figura 4.2	- Perda de conversão do terceiro harmônico em função da potência da fundamental	94
Figura 4.3	- Potência do quarto harmônico em função da potência da fundamental	96
Figura 4.4	- Perda de conversão do quarto harmônico em função da potência do sinal fundamental	97
Figura 4.5	- Perda de conversão do misturador do quarto harmônico em função da potência do oscilador-local, para uma FI de 30 MHz	98
Figura 4.6	- Perda de conversão do misturador do quarto harmônico em função da potência do oscilador-local, para uma FI de 60 MHz	99
Figura 4.7	- Isolação entre os terminais de OL e FI em função da frequência do oscilador-local	100
Figura 4.8	- Linearidade entre os sinais de RF e FI, sendo a frequência da FI 30 MHz	102
Figura 4.9	- Linearidade entre os sinais de RF e FI, para uma frequência de FI de 60 MHz	103

Figura 4.10 - Espectro da Fi em 30 MHz	104
Figura 4.11 - Espectro da FI em 60 MHz	104
Figura 4.12 - Sinal da FI em 30 MHz	105
Figura 4.13 - Sinal da FI em 60 MHz	105
Figura 4.14 - Curva de calibração do frequencímetro de Banda-Q	106
Figura 4.15 - Modo do klystron de Banda-X e do modo do quarto harmônico desta banda	107
Figura 4.16 - Comparação entre o dispositivo construí- do e os citados na literatura	109
Figura 4.17 - Perda de conversão do misturador do terceiro harmônico de Banda-X da indústria Hughes Aircraft Co.	110

LISTA DE TABELAS

Tabela - I - Amplitude dos harmônicos até a quinta potência da frequência fundamental, com e sem polarização	20
Tabela - II- Amplitude das várias componentes das frequências na saída do misturador	26

RESUMO

Neste trabalho descrevemos o projeto e a construção de um gerador e misturador de harmônicos que opera na Banda-X (8,2 - 12,4 GHz). Como gerador de harmônicos, o dispositivo gera o terceiro e quarto harmônicos das frequências da fundamental, enquanto como misturador de harmônicos, ele mistura sinais da Banda-Ka (26,5 - 40,0 GHz) e Banda-Q (33,0 - 50,0 GHz), respectivamente com o terceiro e quarto harmônicos do oscilador-local e a frequência-intermediária é 30 ou 60 MHz.

Apresentamos também as medidas dos parâmetros que caracterizam seu funcionamento como gerador do terceiro e quarto harmônicos e misturador do quarto harmônico das frequências da banda fundamental.

Finalmente mostramos o resultado da calibração de um frequencímetro de Banda-Q, obtida com o dispositivo construído.

ABSTRACT

We describe in this paper the planning and construction of a harmonics generator and mixer. The fundamental frequency is X-Band (8.2 - 12.4 GHz), and it generates the third and fourth harmonics of this band. As a harmonics mixer, it mixes signals of Ka-Band (26.4 - 40.0 GHz) and Q-Band (33.0 - 50.0 GHz) respectively with the third and fourth harmonics of local-oscillator, and the intermediary-frequency is 30 or 60 MHz.

We are presenting measurements of parameters which characterize its functioning as a harmonics generator and mixer.

The results of calibration of a Q-Band wavemeter realized with this device also are presented.

INTRODUÇÃO

O interesse em geradores e misturadores de harmônicos de frequências de microondas sempre foi grande, devido as suas várias aplicações, desde os primeiros trabalhos, os quais surgiram no ano final da IIa Guerra Mundial. Este interesse foi ainda estimulado com o desenvolvimento de fontes e amplificadores de microondas a estado sólido e de técnicas de construção de circuitos de microondas, stripline e microstripline. Sendo assim podemos gerar uma ampla gama de frequências utilizando apenas dispositivos de estado sólido, em um circuito que não seria maior que uma caixa de fósforos, isto significa baixos custos, peso reduzido e maior confiabilidade.

O gerador de harmônicos é um dispositivo apropriado para a obtenção de frequências múltiplas de uma frequência fundamental. O mesmo dispositivo pode ser construído de tal maneira que permita ser usado como misturador de harmônicos; neste caso o sinal da frequência de trabalho é misturado com um harmônico da frequência do oscilador-local e a resultante é um sinal cuja frequência é duas ordens de magnitude mais baixa que as frequências anteriormente citadas.

A necessidade de padrões de frequências de microondas levou à construção dos primeiros geradores de harmônicos por Ginzton e outros (1), assim a primeira aplicação é em Metrologia. Neste trabalho, um cristal de quartzo é a fonte do sinal fundamental, o qual incide em uma cadeia de geradores de harmônicos e obtem-se como resultado sinais na região de microondas. Para frequências fundamentais compreendidas entre 50 KHz e 102,4 MHz, os elementos geradores de harmônicos são válvulas, enquanto que para frequências superiores foram usados diodos

de semicondutor (Si), que foram denominados diodos a cristal.

A construção de um oscilador de onda contínua, sintonizável e estável que fornecesse suficiente potência para ser usado como oscilador-local, era problemática em frequências acima de 30,0 GHz nos anos 45-46. Uma alternativa era usar o sinal harmônico de uma frequência mais baixa; este sinal podia ser gerado por um diodo a cristal. Para a obtenção deste sinal, um método era usar dois diodos, um para gerar a potência harmônica e o outro para misturar os sinais. Uma segunda possibilidade era utilizar somente um diodo, o qual teria ambas as funções, sendo esta mais preferível que a primeira em termos de projeto e custos do circuito.

Os primeiros experimentos com misturadores de harmônicos foram realizados por Falkoff (2), neste trabalho, utilizando apenas um diodo, foi construído um misturador do segundo harmônico, no qual a frequência do oscilador-local pertencia a Banda-C (4,0 - 6,2 GHz) e a frequência de trabalho era de Banda-X (8,2 - 12,4 GHz). Este era um trabalho exploratório e foi realizado com frequências mais baixas que o desejado e foi terminado antes de ser estendido às frequências de interesse.

Com o advento e desenvolvimento de componentes ativos e passivos de microondas, abriu-se um novo campo para a Física e sabia-se que as transições atômicas tornavam-se mais fortes e abundantes quando as frequências se aproximavam da região ótica. Nesta época (pós-guerra), havia grande interesse em estudar-se a absorção de microondas por gases; em um destes estudos foi observada uma forte absorção das frequências 18,75 e 25,0 GHz por vapor d'água e isto evitou a aplicação destas frequências em radar.

A principal questão em espectroscopia de gases era a obtenção de fontes cujas frequências deveriam ser cada vez mais altas (ondas milimétricas), além disto elas deveriam ser estáveis

e sintonizáveis. Tal fato levou a construção de geradores de harmônicos que geralmente operavam com frequência fundamental pertencente a Banda-K (18,0 - 26,5 GHz) e cujos harmônicos de trabalho variavam entre 2 e 5; isto possibilitava a obtenção de frequências compreendidas entre 36,0 e 132,5 GHz, Gordy (3). Com a fabricação de magnetrons e klystrons que operavam em frequências acima de 60,0 GHz, conseguiu-se com geradores de harmônicos frequências na região de ondas sub-milimétricas (3).

Os geradores de harmônicos construídos por Gordy (3), Nethercot (4), Grifone (5), Johnson (6) e Richardson (7) utilizavam como elemento gerador de harmônicos, diodos a cristal de Si. Para diminuir as perdas de conversão, alguns autores (3), (4) e (7) retiravam os cristais de seus encapsulamentos e os montavam diretamente nos guias de onda. Uma revisão da literatura até 1958 foi realizada por Coleman (8).

Com a descoberta dos diodos de capacitância variável "varactor", as perdas de conversão dos geradores de harmônicos decresceram sensivelmente, isto foi mostrado experimentalmente por Chang (9). O trabalho de Ohl e outros (10) mostrou que as perdas de conversão são também diminuídas pela utilização de cristais de Si bombardeados com íons de P e C.

Bauer e outros (11) mostraram que com a utilização de diodos a cristal de GaAs, era possível construir geradores e misturadores de harmônicos, os quais geravam e misturavam sinais de até 600 GHz. Utilizando técnicas de circuitos integrados híbridos e um diodo varactor de GaAs, Schneider e outros (12) construíram um gerador do terceiro harmônico de Banda-X, cuja perda de conversão era de apenas 5,4 dB.

Um gerador de harmônicos cuja frequência fundamental é 100 GHz e as frequências harmônicas: 200, 300, 400 e 500 GHz é descrito por Schneider (13) que usou como elemento gerador de

harmônicos um diodo Schottky de GaAs. Goy (14) descreve uma série de geradores e misturadores de harmônicos que cobrem frequências compreendidas entre 36,0 e 340 GHz a partir de uma frequência fundamental de 11,5 GHz. O diodo usado foi um Schottky de GaAs dopado com Te. O autor utilizou este dispositivo em um novo tipo de espectroscopia de ondas milimétricas e sub-milimétricas, denominada espectroscopia de Rydberg.

Os geradores e misturadores de harmônicos são aplicados em campos tão diversos como: rádio-astronomia, espectroscopia, metrologia, comunicações (15), instrumentação, etc.

No laboratório em que foi desenvolvido este trabalho, um gerador e misturador de harmônicos tem diversas aplicações, entre as quais salientamos: calibração de frequencímetros e outros dispositivos, estabilização de klystrons, receptor (detecção superheterodina) de microondas e ondas milimétricas, como fonte de microondas e ondas milimétricas para espectroscopia de Ressonância Paramagnética Eletrônica (RPE) de substâncias em que altas potências não são necessárias e podendo ele próprio ser utilizado como frequencímetro.

A proposta do trabalho é projetar, construir e caracterizar um gerador e misturador do quarto harmônico de Banda-X. Como gerador de harmônicos deverão ser obtidas frequências situadas na Banda-Q e na operação como misturador, o sinal da Banda-Q será misturado com o quarto harmônico do oscilador-local (Banda-X) e a frequência intermediária deverá ser 30 ou 60 MHz. Além disto tal dispositivo deverá ser aplicado na resolução de algumas questões existentes no laboratório, tal como a calibração de um frequencímetro de Banda-Q.

O material disponível para o trabalho são guias de onda de bandas compreendidas entre X e Ka e o elemento gerador de harmônicos é um diodo a cristal de Si, 1N53B.

CAPÍTULO I

CONCEITOS GERAIS

1.1. Introdução

Microondas é a denominação que recebe a faixa do espectro eletromagnético compreendido entre 300 MHz e 30 GHz, enquanto a banda que é limitada pelas frequências 30 GHz e 300 GHz é chamada ondas milimétricas. Frequências entre 300 MHz e 1,0 GHz são geradas por válvulas, mas este meio é proibido para frequências superiores devido as reatâncias parasitas inter-eletrodos. Sinais pertencentes ao intervalo 1,0 - 300 GHz são obtidos através de magnetrons, klystrons, carcinotrons, etc e mais recentemente por diodos de estado sólido tais como: gunn, tunel, impatt, etc.

Os meios empregados para conduzir microondas são linhas coaxiais e guias de onda, enquanto que apenas guias de onda são utilizados para transmitir ondas milimétricas, em virtude das altas perdas apresentadas por linhas coaxiais nestas frequências.

Na operação de um sistema de microondas e ondas milimétricas, vários tipos de componentes são usados. Com tais dispositivos podemos, por exemplo, controlar a potência do sinal, acoplar parte desta para propósitos de monitoração, casar impedâncias, ajustar a fase do sinal e diversos outros.

Uma maneira mais econômica e simples, embora o fator limitante seja a potência, de se obter microondas, ondas milimétricas e também ondas sub-milimétricas é através dos geradores de harmônicos, neste o sinal fundamental alimenta um elemento não-linear (por exemplo um diodo a cristal) onde são gerados os harmônicos e o sinal do harmônico de interesse é retirado através de um circuito apropriado.

Microondas e sinais de frequências mais altas são detetados através das técnicas denominadas homodina e superheterodina. No sistema homodino, o sinal que contém a informação, denominado rádio-frequência (RF), é demodulado diretamente, ou seja o sinal é detetado pela retificação em um elemento não-linear. Tal detetor opera na região quadrática de sua característica não-linear, isto é, a voltagem na saída do detetor é proporcional ao quadrado da voltagem de entrada. A sensibilidade de um sistema heterodino é em torno de - 50 dBm (16).

A recepção superheterodina proporciona a conversão da frequência portadora (RF) em uma frequência mais baixa; isto é conseguido através de um oscilador-local (OL) e um elemento não-linear. O oscilador-local e o sinal são acoplados ao elemento não-linear onde geram, entre outras frequências, aquela que é a diferença entre as frequências do oscilador-local e do sinal, denominada frequência - intermediária (FI), sendo a amplitude deste sinal proporcional a amplitude do sinal de RF, visto que o elemento não-linear opera na região linear de sua característica. Se o sinal é uma onda modulada em amplitude, o sinal na saída do diodo consistirá de uma portadora na frequência-intermediária mais bandas laterais que reproduzem a modulação original do sinal de RF. O circuito que contém o elemento não-linear e os terminais para o oscilador-local, rádio-frequência e frequência-intermediária é denominado misturador e o processo chamado mistura ou conversão de frequência. O sinal da FI é então amplificado e o circuito completo é denominado receptor superheterodino e cuja sensibilidade é da ordem de - 100 dBm (16).

Misturadores em que a frequência-intermediária é a diferença das frequências do oscilador-local e do sinal são denominados misturadores fundamentais, enquanto que a frequência-intermediária resultante da diferença de harmônicos da frequência do

oscilador-local e da frequência do sinal de RF são chamados misturadores de harmônicos.

Neste capítulo discutiremos os processos de geração de harmônicos e conversão de frequências que ocorrem em um contato semicondutor-metal (diodo a cristal). Os fatores que caracterizam o dispositivo, a perda de conversão para o gerador de harmônicos e a isolacão e perda de conversão para o misturador de harmônicos são definidas. Além disto, expomos a teoria de propagação de ondas eletromagnéticas em linhas de transmissão e guias de onda, como também as características e aplicações de alguns componentes de microondas.

1.2. Propriedades de semicondutores

A classificação de materiais cristalinos de acordo com suas propriedades elétricas e óticas e o estudo detalhado das diferentes espécies é facilitado pela Teoria de Bandas (17, 18), a qual desempenha um importante papel na Física do Estado Sólido.

Existe uma conexão entre os níveis de energia eletrônica de um átomo individual livre e as bandas de energia eletrônica de um sólido, o qual consiste de uma coleção de átomos formando uma rede cristalina.

Como em um átomo livre, existe na rede, um número de níveis de energia acessíveis ao elétron. Estes estados de energia são agrupados em bandas consistindo de um grande número de níveis de energia ligeiramente espaçados, sendo o número de níveis de uma banda da ordem do número N de átomos da rede.

As bandas permitidas são separadas por intervalos que não contém níveis de energia (exceto aqueles causados por imperfeições da rede ou impurezas) e, portanto, não são permitidos para elétrons; esta região é denominada Banda Proibida.

A banda formada pelos níveis de energia dos elétrons de valência, denominada Banda de Valência, pode estar parcial ou completamente preenchida; enquanto que a banda de energias mais altas, chamada Banda de Condução, pode estar ou não completamente vazia.

Com base nesta teoria, é possível compreender melhor a diferença na condutividade elétrica entre metais, isolantes e semicondutores.

a) Metais e isolantes

Um metal tem sua banda de valência parcialmente preenchida; além disto a banda de condução é superposta a ela ou separada dela por uma estreita banda proibida. Como resultado, uma corrente elétrica pode ser produzida pela aplicação de um campo elétrico.

Por outro lado, em um isolante, cuja estrutura de bandas é mostrada na figura 1.1, a banda de valência é completamente preenchida, a qual é separada da banda de condução por uma larga banda proibida. Neste caso, a aplicação de um campo elétrico não produz corrente elétrica.

FIG. 1.1 - Bandas de energia eletrônica de um isolante ou de um semicondutor.

b) Semicondutores

Como vimos, a existência de bons condutores (metais) e maus condutores (isolantes) são explicados pela teoria de bandas. Existe uma classe de materiais, denominados semicondutores, que tem condutividade intermediária, e que o mecanismo de condução pode ser entendido pela mesma teoria.

Existem dois tipos de condução: intrínseca e extrínseca, podendo ambas ocorrer no mesmo semicondutor.

Há condução intrínseca em materiais cuja estrutura de bandas é similar aquela de isolantes (figura 1.1), mas com a diferença de que a largura da banda proibida é relativamente pequena (da ordem de 1,0 eV).

Quando a energia térmica é muito menor que a energia da banda proibida o material é isolante, mas em temperaturas da ordem ou maiores que a energia da banda proibida, elétrons são termicamente excitados a banda de condução. Como os elétrons são transferidos da banda de valência para a banda de condução, eles deixam na banda de valência níveis de energia disponíveis (lacunas) para os elétrons desta banda. Estes, então podem se movimentar para ocupar as lacunas criando por sua vez outras lacunas; este movimento corresponde a uma corrente de lacunas.

A corrente elétrica é então produzida tanto por elétrons na banda de condução como por lacunas na banda de valência. Semicondutores em geral exibem condução intrínseca em temperaturas suficientemente elevadas, mas tal mecanismo de condução, entretanto, é de pequena importância na tecnologia de semicondutores.

Semicondutores extrínsecos também tem a mesma estrutura de bandas da figura 1.1. A condução extrínseca ocorre em virtude da presença de níveis adicionais de energia como resultado das imperfeições da rede ou pela presença de impurezas. Estes níveis adicionais situam-se na banda proibida e podem agir como doadores

ou receptores de elétrons.

Um nível extra age como doador se estiver preenchido no zero absoluto. Em temperaturas finitas uma impureza doadora pode doar um elétron à banda de condução. Uma impureza age como receptora se ela estiver vaga no zero absoluto; em temperaturas finitas este nível extra pode receber um elétron da banda de valência, deixando assim um nível vago (lacuna), nesta banda. Condução na banda de valência é agora possível, visto que um elétron pode ser difundido a lacuna.

Em silício, germânio e outros semicondutores, o mecanismo principal de condução é a extrínseca, visto que desejamos um grande número de portadores de um só tipo. Os elementos com que geralmente dopa-se Silício agem como impurezas receptoras, enquanto que os elementos dopantes do Germânio agem como doadores.

A largura da banda proibida é de vários eletrons-volts (da ordem de 5 a 10 eV) no caso de isolantes, mas é somente da ordem de 1 eV para semicondutores. Os níveis de energia das impurezas introduzidas nestes materiais, situam-se muito próximos (0,1 eV) da banda, para a qual doam ou recebem elétrons. Assim, níveis doadores situam-se abaixo da banda de condução, enquanto níveis receptores situam-se acima da banda de valência.

1.2.1. Distribuição de portadores em semicondutores

Como vimos anteriormente, no semicondutor intrínseco a condução é devida a elétrons e lacunas, enquanto no extrínseco é devido principalmente a elétrons, no caso em que a impureza é doadora, ou principalmente a lacunas quando o semicondutor contém impurezas receptoras; nestes casos o semicondutor é denominado "tipo-n" e "tipo-p", respectivamente.

Estes portadores são denominados portadores majoritários,

mas qualquer semicondutor sempre contém portadores minoritários, os quais são lacunas no semicondutor tipo-n e elétrons no tipo-p. Naturalmente, suas concentrações são uma pequena fração das concentrações dos portadores majoritários.

O número de elétrons na banda de condução e de lacunas na banda de valência de um semicondutor é pequeno comparado ao número de níveis de energia destas bandas.

1.2.2. Retificação em um contato semicondutor-metal

Quando o contato de um semicondutor com um metal está no equilíbrio termodinâmico (18), o fluxo de elétrons do metal para o semicondutor equilibra o fluxo de elétrons em sentido oposto, e as correntes devido a eles, i_{s_1} e i_{s_2} , são iguais em módulo mas de sentidos opostos, como mostrado na figura 1.2.a. Então:

$$i_{s_1} = i_{s_2} = i_s \quad (1.2.1)$$

E a corrente resultante através do contato é:

$$i = i_{s_1} - i_{s_2} = 0 \quad (1.2.2)$$

Quando uma diferença de potencial externo V , é aplicada ao contato na direção reversa, figura 1.2.b, o fluxo de elétrons do semicondutor para o metal diminui em proporção a $e^{-V/kT}$, visto que o potencial da barreira aumentou de V_0 para $V_0 + V$. Onde V_0 é a altura da barreira de potencial no equilíbrio termodinâmico, e a base do logaritmo neperiano, k a constante de Boltzmann, T a temperatura do contato em graus Kelvin, e a carga eletrônica e V a diferença de potencial externo aplicado ao contato. O fluxo

FIG.1.2 - Barreira de potencial formada pelo contato semicondutor-metal, (a) em equilíbrio termodinâmico, (b) com potencial externo aplicado na direção reversa, (c) mesmo potencial externo aplicado na direção direta.

de elétrons do metal para o semicondutor permanece constante. O resultado é um fluxo líquido de elétrons na direção reversa, chamado corrente reversa e expresso por:

$$i_r = i_s (e^{-eV/kT} - 1) \quad (1.2.3)$$

Quando a diferença de potencial é aplicada na direção direta, figura 1.2.c, a barreira de potencial diminui para o valor $V_0 - V$ e o fluxo de elétrons no sentido semiconductor-metal aumenta em proporção a $e^{eV/kT}$, de acordo com a Lei de Boltzmann. Isto resulta em um aumento da corrente denominada direta, que é dada por:

$$i_d = i_s (e^{eV/kT} - 1) \quad (1.2.4)$$

Combinando as equações (1.2.3) e (1.2.4), obtemos:

$$i = i_s (e^{\pm eV/kT} - 1) \quad (1.2.5)$$

Definindo:

$$\alpha = \frac{e}{kT} \quad (1.2.6)$$

cujo valor na temperatura ambiente é $\alpha \approx 40 \text{ V}^{-1}$, podemos reescrever (1.2.5) como:

$$i = i_s (e^{\pm \alpha V} - 1) \quad (1.2.7)$$

onde: i é a corrente através do contato e V a voltagem aplicada a ele.

A equação (1.2.7) descreve a característica estática VI do contato semiconductor-metal. Graficamente, esta característica é representada na figura 1.3, mostrando que tal contato produz uma barreira de potencial que possui praticamente uma condução unilateral.

FIG. 1.3 - Característica V - I de um contato
semicondutor-metal.

Esta figura mostra que para uma mesma voltagem aplicada, a corrente na direção direta é muito maior que na direção reversa. Se um sinal alternado for aplicado ao contato semicondutor-metal ele será retificado, isto devido a característica do contato.

1.2.3. O circuito equivalente do contato semicondutor-metal

O contato semicondutor-metal pode ser representado por um circuito equivalente. Tal circuito, facilita a compreensão do contato quando analisado em termos de frequência.

Vemos que a equação (1.2.7) que descreve a característica do contato, pode representar a resistência da barreira, que simbolizaremos por R . Notamos também que R é não-linear, isto é evidenciado pela figura 1.3.

Existe ainda a capacitância C associada ao contato, que aparece devido ao armazenamento de cargas na fronteira da bar-

reira. Esta capacitância é idêntica aquela de um capacitor de placas paralelas com o valor dado (18) por:

$$C = S \left[\frac{e K \epsilon_0 n_{n_0}}{2 (V_0 \pm e V)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.2.8)$$

onde: S é a área do contato, K a constante dielétrica do semicondutor, ϵ_0 a permissividade do vácuo, e a carga eletrônica, n_{n_0} a concentração de portadores majoritários no equilíbrio termodinâmico, V_0 a altura da barreira e V a diferença de potencial aplicada ao contato.

A equação (1.2.8) mostra a dependência não-linear desta capacitância em relação a voltagem a ela aplicada.

Além destes dois parâmetros, devemos considerar a resistência do corpo do semicondutor, que designaremos por r .

Consequentemente, o circuito equivalente do contato semicondutor-metal é o mostrado na figura 1.4.

FIG.1.4 - Circuito equivalente do contato semicondutor-metal

Analisemos o circuito equivalente do ponto de vista da frequência. A admitância deste circuito é:

$$Y = \frac{1}{r} + \left(\frac{1}{R} + j\omega C \right) \quad (1.2.9)$$

Para sinais de baixa frequência tal que:

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \gg R \quad (1.2.10)$$

a admitância será:

$$Y = \frac{1}{r} + \frac{1}{R} \quad (1.2.11)$$

e o circuito equivalente para este caso é mostrado na figura 1.5.

FIG.1.5 - Circuito equivalente do contato semicondutor-metal para baixas frequências.

Em altas frequências tal que:

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \ll R \quad (1.2.12)$$

a admitância do circuito torna-se:

$$Y = \frac{1}{r} + j\omega C \quad (1.2.13)$$

e o circuito equivalente é o mostrado na figura 1.6.

FIG.1.6 - Circuito equivalente do contato semicondutor-metal para altas frequências

Isto significa que sob estas condições o contato perde todas as suas propriedades retificadoras.

A frequência na qual a impedância reativa do contato, X_c , é igual a resistência, r , do corpo do semiconductor é denominada frequência de corte, ω_c , e sua expressão é dada (18) por:

$$\omega_c = \frac{1}{rC} \quad (1.2.14)$$

Vemos em (1.2.14) que ω_c depende do produto rC e como a capacitância depende da área do contato, a solução é reduzir esta área, isto é conseguido utilizando-se um contato puntual. A finalidade de se reduzir o produto rC e aumentar a frequência de corte, é que normalmente esta deve ser três vezes maior que a frequência de trabalho do dispositivo.

A resistência r é dada (2) por:

$$r = \frac{1}{4\sigma a} \quad (1.2.15)$$

onde σ é a condutividade do semiconductor, a o raio do contato.

Como a capacitância do contato é $C \sim a^2$ e $r \sim 1/a$, então $rC \sim a$ e $\omega_c \sim 1/a$. Assim, reduzindo-se a é possível aumentar a frequência de corte e conseqüentemente estender a frequência de trabalho do dispositivo.

1.3. O gerador de harmônicos

Microondas e frequências mais altas são geradas em klystrons, magnetrons, etc, mas também é possível obtê-las através da geração de harmônicos de um sinal fundamental em um elemento não-linear.

Nesta seção discutiremos o processo de geração de harmônicos em um diodo a cristal (2) e a relação entre as potências do sinal fundamental e aquela do n -ésimo harmônico. Descreveremos ainda a caracterização de tal dispositivo.

A figura 1.7 representa de forma esquematizada, um gerador de harmônicos que é um dispositivo de dois ou três terminais. As entradas para o sinal da frequência fundamental e corrente contínua para polarização do diodo (quando houver), e a saída para os sinais das frequências harmônicas da fundamental.

1.3.1.A geração de harmônicos em um diodo a cristal

Como já vimos anteriormente (seção 1.2.2), a relação entre a tensão aplicada e a corrente de saída em um diodo a cristal pode ser expressa convenientemente pela equação (1.2.7); a qual para maior clareza, reescrevemos abaixo:

$$i = i_s (e^{\pm \alpha V} - 1) \quad (1.2.7)$$

Expandindo esta equação em uma série de potências, que é um dos métodos descritos por Stokman (19), chegamos a expressão:

$$i = \frac{i_s \alpha}{1!} V + \frac{i_s \alpha^2}{2!} V^2 + \dots + \frac{i_s \alpha^n}{n!} V^n \quad (1.3.1)$$

ou

$$i = K_1 V + K_2 V^2 + \dots + K_n V^n \quad (1.3.2)$$

onde: $K_n = \frac{i_s \alpha^n}{n!}$

FIG.1.7 - Esquema simplificado de um gerador de harmônicos

A tensão aplicada no diodo a cristal é a soma dos sinais da frequência fundamental mais quaisquer outros que possam estar presentes. A equação (1.3.3) representa a voltagem aplicada ao diodo:

$$V = V_{cc} + V_f \text{sen} \omega_f t \quad (1.3.3)$$

Substituindo (1.3.3) em (1.3.2), desenvolvendo até o termo de quinta ordem e agrupando, obtemos uma expressão, cujos termos são mostrados na tabela I.

Também podemos considerar o caso em que não haja tensão contínua aplicada ao diodo, isto é, $V_{cc} = 0$; este caso também é mostrado na tabela I.

As componentes, na tabela I, representam as amplitudes dos vários harmônicos gerados até a quinta potência da frequên-

TABELA I

Amplitude dos harmônicos até a quinta potência da frequência fundamental, com e sem polarização.

COMPONENTE	AMPLITUDE COM $V_{cc} \neq 0$	AMPLITUDE COM $V_{cc} = 0$
CONTINUA	$\begin{aligned} &[(K_1 V_{cc} + K_2 V_{cc}^2 + K_3 V_{cc}^3 + \\ &+ K_4 V_{cc}^4 + K_5 V_{cc}^5) + \frac{1}{2}(K_2 + \\ &+ K_3 V_{cc} + 6K_4 V_{cc}^2 + \\ &+ 10K_5 V_{cc}^3) V_f^2 + \\ &+ \frac{3}{8}(K_4 + 5K_5 V_{cc}) V_f^4] \end{aligned}$	$\frac{1}{2} K_2 V_f^2 + \frac{3}{8} K_4 V_f^4$
$\text{sen} \omega_f t$	$\begin{aligned} &V_f[(K_1 + 2K_2 V_{cc} + 3K_3 V_{cc}^2 + \\ &+ \frac{1}{4} V_f^2) + 4K_4 (V_{cc}^3 + \\ &\frac{3}{4} V_{cc} V_f^2) + 5K_5 (V_{cc}^4 + \\ &+ \frac{3}{2} V_{cc}^2 V_f^2 + \frac{1}{8} V_f^4)] \end{aligned}$	$V_f(K_1 + \frac{3}{4} K_3 V_f^2 + \\ + \frac{5}{8} K_5 V_f^4)$
$\text{cos} 2 \omega_f t$	$\begin{aligned} &- V_f^2[\frac{1}{2} K_2 + \frac{3}{2} K_3 V_{cc} + \\ &+ K_4 (3V_{cc}^2 + \frac{1}{2} V_f^2) + \\ &+ 5K_5 (V_{cc}^3 + \frac{1}{2} V_{cc} V_f^2)] \end{aligned}$	$- V_f^2(\frac{1}{2} K_2 + \frac{1}{2} K_4 V_f^2)$
$\text{sen} 3 \omega_f t$	$\begin{aligned} &- V_f^3[\frac{1}{4} K_3 + K_4 V_{cc} + \\ &5K_5 (\frac{1}{2} V_{cc}^2 + \frac{1}{16} V_f^2)] \end{aligned}$	$- V_f^3(\frac{1}{4} K_3 + \frac{5}{16} V_f^2)$
$\text{cos} 4 \omega_f t$	$\frac{1}{8} V_f^4 [K_4 + 5K_5 V_{cc}]$	$\frac{1}{8} K_4 V_f^4$
$\text{sen} 5 \omega_f t$	$\frac{1}{16} K_5 V_f^5$	$\frac{1}{16} K_5 V_f^5$

cia fundamental, com e sem polarização, que aparecem na saída do dispositivo.

1.3.2. Caracterização do gerador de harmônicos

Para que possamos analisar as qualidades de qualquer dispositivo é necessário conhecer os diversos parâmetros que são indispensáveis a sua completa caracterização.

No caso do gerador de harmônicos, existem parâmetros que são conhecidos na ocasião do projeto, são eles: faixa da frequência fundamental, ordem dos harmônicos de trabalho e faixa das frequências harmônicas. O parâmetro que deve ser obtido experimentalmente, o qual caracteriza o gerador de harmônicos em relação as potências fundamental e harmônica, é a perda de conversão, L , este fator mostra a qualidade do dispositivo e é definido pela expressão:

$$L \text{ (dB)} = 10 \log \frac{P_f}{P_h} \quad (1.3.4)$$

onde P_f e P_h são as potências dos sinais fundamental e harmônico.

1.3.3. Relação entre as potências fundamental e harmônica

Nas discussões teóricas sobre geração de harmônicos, duas classes de elementos não-lineares foram analisados, o diodo a cristal e o diodo "varactor". Nestas discussões, a barreira de potencial do contato semicondutor-metal no diodo a cristal é representada exclusivamente por uma resistência não-linear, enquanto que a barreira de potencial da junção p-n do diodo "varactor" é descrita unicamente por uma capacitância não-linear; sendo ambas

as responsáveis pela geração dos harmônicos.

A teoria para o diodo a cristal foi desenvolvida por Page (20, 21), o circuito equivalente proposto consiste numa resistência não-linear, que é definida como um dispositivo de dois terminais, através do qual flui uma corrente I . Esta é suposta ser uma função não-decrescente da voltagem V aplicada, com a condição: $I(0) = 0$. O circuito idealizado por Page é mostrado na figura 1.8. Este modelo apresenta uma expressão para a mínima

FIG. 1.8 - Circuito equivalente proposto por Page para o gerador de harmônicos.

perda de conversão na geração de harmônicos que é mostrada na expressão abaixo:

$$L \text{ (dB)} = 10 \log \frac{P_f}{P_h} \geq 10 \log n^2 \quad (1.3.5)$$

onde P_h representa a potência desenvolvida no n -ésimo harmônico, P_f é a potência fundamental e n é o número do harmônico.

A equação (1.3.5) estabelece que se toda a potência fundamental é convertida no n -ésimo harmônico, a perda de conversão na geração deste harmônico não é menor que n^2 .

Por outro lado, menores perdas de conversão devem ser esperadas de dispositivos que não retificam. Na teoria de geração de harmônicos por capacitâncias não-lineares, Manley e Rowe (22), Leeson e Weinreb (23) e Utsunomiya e Yuan (24) mostram que a perda de conversão destes dispositivos aproxima-se de zero.

Outro resultado obtido por Page é que uma resistência não-linear não pode gerar sub-harmônicos (20). A teoria de Manley e Rowe prediz que uma capacitância não-linear gerará sub-harmônicos, o que foi confirmado experimentalmente por Leenov e Uhler (25).

1.4. O misturador de harmônicos

A técnica superheterodina de detecção de microondas é baseada em um processo de mistura de sinais. Potência do oscilador de microondas, chamado oscilador-local (OL), é aplicado juntamente com a potência do sinal que contém a informação, denominado rádio-frequência (RF), em um elemento não-linear (diodo a cristal em nosso caso). A frequência que resulta da diferença produzida pelo batimento das duas frequências de microondas citadas acima, e denominada frequência-intermediária (FI). Este processo é chamado mistura e ocorre em dispositivos denominados misturadores. Podemos então definir o misturador como um dispositivo não-linear de três terminais, duas entradas para os sinais de OL e RF e uma saída para o sinal de FI.

Como o componente responsável pela conversão de frequências é não-linear, ele gerará uma ampla gama de frequências dos sinais aplicados; sendo assim o espectro de saída de tal dispo-

sitivo conterà todas as misturas possíveis.

Quando a frequência-intermediária é a diferença entre as frequências dos sinais aplicados, o misturador é dito fundamental. O misturador de harmônicos é aquele em que a frequência-intermediária resulta da diferença entre harmônicos do sinal de oscilador-local e do sinal de rádio-frequência.

O misturador de harmônicos devido a sua característica é um misturador não-balanceado, isto é, o ruído do oscilador-local não é cancelado, além disto opera com níveis de potência do oscilador-local bem acima daqueles que operam com a frequência fundamental (misturadores fundamentais), visto que ele deve ser um eficiente gerador de harmônicos.

O valor da frequência-intermediária é comumente 30 ou 60 MHz, sendo assim a FI pode ser amplificada e detetada utilizando-se técnicas comuns de baixa-frequência. Atualmente, com o desenvolvimento de amplificadores a estado sólido na região de microondas, existem misturadores cuja frequência-intermediária é compreendida entre 1 e 5 GHz.

Idealmente, o misturador apenas transforma em frequência o sinal recebido, deixando todas as outras componentes (por exemplo: modulação) deste imutáveis.

A perda de conversão de tal dispositivo é bem mais alta que aquela de misturadores fundamentais. O acréscimo típico na perda de conversão é 3 ou 4 dB por harmônico (11, 27) e a esta deve ser somada a perda de conversão se o mesmo dispositivo operasse na frequência fundamental, sendo que esta pode ser de até 15 dB (27).

1.4.1. A mistura de frequências em um diodo a cristal

Consideremos o conversor de frequências, cujo diagrama em

blocos é mostrado na figura 1.9. O gerador de sinais de amplitude V_{RF} e frequência angular ω_{RF} , que simula o sinal recebido pela antena em um receptor de microondas, é combinado com o oscilador-local, cuja amplitude é V_{OL} e frequência angular ω_{OL} , em um misturador composto por um único diodo a cristal.

FIG.1.9 - Diagrama em blocos do conversor de frequências.

Desejamos observar que sinais estarão presentes na saída (FI) do misturador, como resultado do batimento das frequências do oscilador-local e sinal de RF no diodo a cristal.

Como vimos (seção 1.3.1), a tensão e corrente no diodo estão relacionadas pela expressão:

$$i = K_1 V + K_2 V^2 + \dots + K_n V^n \quad (1.3.2)$$

A tensão aplicada no diodo, é a soma dos sinais de RF e do oscilador-local mais qualquer componente contínua (V_{CC}) que possa estar presente. Esta tensão é representada pela equação (1.4.1).

TABELA II

Amplitudes das várias componentes das frequências na saída do misturador.

COMPONENTE	AMPLITUDE COM $V_{cc} \neq 0$	AMPLITUDE COM $V_{cc} \neq 0$
CONTINUA	$(K_1 V_{cc} + K_2 V_{cc}^2 + K_3 V_{cc}^3 + K_4 V_{cc}^4 + K_5 V_{cc}^5) +$ $+ \frac{1}{2}(K_2 + K_3 V_{cc} + 6K_4 V_{cc}^2 + 10K_5 V_{cc}^3)(V_{RF}^2 + V_{OL}^2) + 3/2(K_4 + 5K_5 V_{cc})V_{OL}^2 V_{RF}^2 + 3/8(K_4 + 5K_5 V_{cc})(V_{cc}^4 + V_{RF}^4)$	$\frac{1}{2}K_2(V_{RF}^2 + V_{OL}^2) + 3/2 K_4 V_{OL}^2 V_{RF}^2 + 3/8 K_4 (V_{OL}^4 + V_{RF}^4)$
$\text{sen} \omega_{RF} t$	$V_{RF}[K_1 + 2K_2 V_{cc} + 3K_3 (V_{cc}^2 + \frac{1}{2} V_{OL}^2 + 1/4 V_{RF}^4) + 4K_4 (V_{cc}^3 + 3/2 V_{OL}^2 V_{cc} + 3/4 V_{RF}^2 V_{cc}) + 5K_5 (V_{cc}^4 + 3V_{OL}^2 V_{cc}^2 + 3/4 V_{RF}^2 V_{OL}^2 + 3/2 V_{cc}^2 V_{RF}^2 + 1/8 V_{RF}^4 + 3/8 V_{OL}^4)]$	$V_{RF}[K_1 + 3K_3 (\frac{1}{2} V_{OL}^2 + \frac{1}{4} V_{RF}^2) + 5K_5 (3/4 V_{RF}^2 V_{OL}^2 + 1/8 V_{RF}^4 + 3/8 V_{OL}^4)]$
$\text{cos} 2\omega_{RF} t$	$- V_{RF}[\frac{1}{2} K_2 + 3/2 K_3 V_{cc} + K_4 (3V_{cc}^2 + 3/2 V_{OL}^2 + \frac{1}{2} V_{RF}^2) + 5K_5 (V_{cc}^3 + 3/2 V_{OL}^2 V_{cc} + \frac{1}{2} V_{RF}^2 V_{cc})]$	$- V_{RF}[\frac{1}{2} K_2 + K_4 (3/2 V_{OL}^2 + \frac{1}{2} V_{RF}^2)]$

CONT. TABELA II

$\text{sen}3\omega_{\text{RF}}t$	$- V_{\text{RF}}^3 \frac{1}{4} K_3 + K_4 V_{\text{CC}} +$ $+ 5K_5 (\frac{1}{4} V_{\text{OL}}^2 + \frac{1}{2} V_{\text{CC}}^2 +$ $+ 1/16 V_{\text{RF}}^2) $	$- V_{\text{RF}}^3 \frac{1}{4} K_3 + 5K_5 (\frac{1}{4} V_{\text{OL}}^2 +$ $+ 1/16 V_{\text{RF}}^2) $
$\text{cos}4\omega_{\text{RF}}t$	$1/8 V_{\text{RF}}^4 (K_4 + 5K_5 V_{\text{CC}})$	$1/8 V_{\text{RF}}^4 K_4$
$\text{sen}5\omega_{\text{RF}}t$	$1/16 V_{\text{RF}}^5 K_5$	$1/16 V_{\text{RF}}^5 K_5$
$\text{sen}\omega_{\text{OL}}t$	$\pm V_{\text{OL}} K_1 + 2K_2 V_{\text{CC}} +$ $+ 3K_3 (V_{\text{CC}}^2 + \frac{1}{4} V_{\text{OL}}^2 +$ $+ \frac{1}{2} V_{\text{RF}}^2) + 4K_4 (V_{\text{CC}}^3 +$ $+ 3/4 V_{\text{OL}}^2 V_{\text{CC}} +$ $+ 3/2 V_{\text{RF}}^2 V_{\text{CC}}) +$ $+ 5K_5 (V_{\text{CC}}^4 + 3/2 V_{\text{OL}}^2 V_{\text{CC}}^2 +$ $+ 3V_{\text{RF}}^2 V_{\text{CC}}^2 + 3/4 V_{\text{OL}}^2 V_{\text{RF}}^2 +$ $+ 3/8 V_{\text{RF}}^4 + 1/8 V_{\text{OL}}^4) $	$V_{\text{OL}} K_1 + 3K_3 (\frac{1}{4} V_{\text{OL}}^2 +$ $+ \frac{1}{2} V_{\text{RF}}^2) +$ $+ 5K_5 (3/4 V_{\text{OL}}^2 V_{\text{RF}}^2 +$ $+ 3/8 V_{\text{RF}}^4 + 1/8 V_{\text{OL}}^4) $
$\text{cos}2\omega_{\text{OL}}t$	$- V_{\text{OL}}^2 \frac{1}{2} K_2 + 3/2 K_3 V_{\text{CC}} +$ $+ K_4 (3V_{\text{CC}}^2 + 3/2 V_{\text{RF}}^2 +$ $+ \frac{1}{2} V_{\text{OL}}^2) + 5K_5 (V_{\text{CC}}^3 +$ $+ 3/2 V_{\text{RF}}^2 V_{\text{CC}} +$ $+ \frac{1}{2} V_{\text{OL}}^2 V_{\text{CC}}) $	$- V_{\text{OL}}^2 \frac{1}{2} K_2 + K_4 (3/2 V_{\text{RF}}^2 +$ $+ \frac{1}{2} V_{\text{OL}}^2) $
$\text{sen}3\omega_{\text{OL}}t$	$\mp V_{\text{OL}}^3 \frac{1}{4} K_3 + K_4 V_{\text{CC}} +$ $+ 5K_5 (\frac{1}{4} V_{\text{RF}}^2 + \frac{1}{2} V_{\text{CC}}^2 +$ $1/16 V_{\text{OL}}^2) $	$\mp V_{\text{OL}}^3 \frac{1}{4} K_3 + 5K_5 (\frac{1}{4} V_{\text{RF}}^2 +$ $+ 1/16 V_{\text{OL}}^2) $
$\text{cos}4\omega_{\text{OL}}t$	$1/8 V_{\text{OL}}^4 (K_4 + 5K_5 V_{\text{CC}})$	$1/8 V_{\text{OL}}^4 K_4$
$\text{sen}5\omega_{\text{OL}}t$	$\pm 1/16 K_5 V_{\text{OL}}^5$	$\pm 1/16 K_5 V_{\text{OL}}^5$

CONT. TABELA II

$[\cos(\omega_{OL} - \omega_{RF})t - \cos(\omega_{OL} + \omega_{RF})t]$	$\pm V_{RF}V_{OL}[K_2 + 3K_3V_{CC} + 3K_4(2V_{CC}^2 + \frac{1}{2}V_{OL}^2 + \frac{1}{2}V_{RF}^2) + 5K_5(2V_{CC}^3 + \frac{3}{2}V_{CC}V_{OL}^2 + \frac{3}{2}V_{CC}V_{RF}^2)]$	$\pm V_{RF}V_{OL}[K_2 + 3K_4(\frac{1}{2}V_{OL}^2 + \frac{1}{2}V_{RF}^2)]$
$[\sin(\omega_{OL} - 2\omega_{RF})t + \sin(\omega_{OL} + 2\omega_{RF})t]$	$\mp V_{RF}^2V_{OL}[3/4 K_3 + 3K_4V_{CC} + 5K_5(3/2 V_{CC}^2 + 3/8 V_{OL}^2 + \frac{1}{4}V_{RF}^2)]$	$\mp V_{RF}^2V_{OL}[3/4 K_3 + 5K_5(3/8 V_{OL}^2 + \frac{1}{4}V_{RF}^2)]$
$[\cos(\omega_{OL} - 3\omega_{RF})t - \cos(\omega_{OL} + 3\omega_{RF})t]$	$\mp V_{RF}^3V_{OL}(\frac{1}{2}K_4 + 5/2 K_5V_{CC})$	$\mp \frac{1}{2}V_{RF}^3V_{OL}K_4$
$[\sin(\omega_{OL} - 4\omega_{RF})t + \sin(\omega_{OL} + 4\omega_{RF})t]$	$\pm 5/16 V_{RF}^4V_{OL}K_5$	$\pm 5/16 V_{RF}^4V_{OL}K_5$
$[\sin(2\omega_{OL} - \omega_{RF})t - \sin(2\omega_{OL} + \omega_{RF})t]$	$V_{RF}V_{OL}^2[3/4 K_3 + 3K_4V_{CC} + 5K_5(3/2 V_{CC}^2 + 3/8 V_{RF}^2 + \frac{1}{4}V_{OL}^2)]$	$V_{RF}V_{OL}^2[3/4 K_3 + 5K_5(3/8 V_{RF}^2 + \frac{1}{4}V_{OL}^2)]$
$[\cos(2\omega_{OL} - 2\omega_{RF})t + \cos(2\omega_{OL} + 2\omega_{RF})t]$	$V_{OL}^2V_{RF}^2(3/4 K_4 + 5K_5V_{CC})$	$3/4 V_{OL}^2V_{RF}^2K_4$

CONT. TABELA II

$[\text{sen}(2\omega_{OL} - 3\omega_{RF})t - \text{sen}(2\omega_{OL} + 3\omega_{RF})t]$	$- 5/8 K_5 V_{RF}^3 V_{OL}^2$	$- 5/8 K_5 V_{RF}^3 V_{OL}^2$
$[\cos(3\omega_{OL} - \omega_{RF})t - \cos(3\omega_{OL} + \omega_{RF})t]$	$\mp V_{RF} V_{OL}^3 (\frac{1}{2}K_4 + 5/2 K_5 V_{CC})$	$\mp \frac{1}{2} V_{RF} V_{OL}^3 K_4$
$[\text{sen}(3\omega_{OL} - 2\omega_{RF})t + \text{sen}(3\omega_{OL} + 2\omega_{RF})t]$	$\pm 5/8 V_{RF}^2 V_{OL}^3 K_5$	$\pm 5/8 V_{RF}^2 V_{OL}^3 K_5$
$[\text{sen}(4\omega_{OL} - \omega_{RF})t - \text{sen}(4\omega_{OL} + \omega_{RF})t]$	$- 5/16 V_{OL}^2 V_{RF} K_5$	$- 5/16 V_{OL}^4 V_{RF} K_5$

$$V = V_{CC} + V_{RF} \sin \omega_{RF} t \pm V_{OL} \sin \omega_{OL} t \quad (1.4.1)$$

Substituindo a equação (1.4.1) na equação (1.3.2), desenvolvendo até a quinta potência e agrupando, obtemos uma expressão (26) cujas componentes são mostradas na tabela II.

O caso em que $V_{CC} = 0$, isto é não há polarização aplicada, foi considerado e o resultado é mostrado na tabela II.

1.4.2. Caracterização de misturadores

Baseados no esquema do misturador mostrado na figura 1.9, definiremos alguns parâmetros que o caracterizam.

Definimos a perda de conversão, L , como a razão entre a potência do sinal de RF e a potência do sinal da frequência-intermediária, isto é:

$$L \text{ (dB)} = 10 \log \frac{P_{RF}}{P_{FI}} \quad (1.4.2)$$

Se todo o sinal de RF fosse convertido em sinal de FI, a perda de conversão do misturador seria zero; mas em virtude da geração de harmônicos dos sinais de RF e OL e consequentemente da mistura que acontece entre eles e como a energia nunca é transferida com rendimento unitário, a perda de conversão ocorre.

Um outro parâmetro pertinente aos níveis dos sinais é a isolação entre os terminais. O interesse é determinar a quantidade de um sinal que entrando em um terminal aparece em outro, isto é, medir a fuga de potência dos sinais e que não são utilizadas.

A isolação, I , entre os terminais do oscilador-local e

frequência-intermediária é definido pela expressão:

$$I_{1,3} = 10 \log \frac{P_{OL_1}}{P_{OL_3}} \quad (1.4.3)$$

onde P_{OL_1} é a potência do OL que é introduzido em seu próprio terminal e P_{OL_3} a potência do OL que aparece no terminal de FI.

Analogamente,

$$I_{2,1} = 10 \log \frac{P_{RF_2}}{P_{RF_1}} \quad (1.4.4)$$

esta expressão define a isolação entre os terminais de RF e OL.

1.5. Propagação de microondas

Existe um número infinito de modos, ou configurações de campo, através dos quais energia pode ser transmitida em linhas de transmissão e guias de onda. Em linhas coaxiais, o modo de propagação usado é o denominado modo principal e simbolizado por TEM, no qual os campos elétrico e magnético tem somente componentes que são normais a direção de propagação. Este modo principal requer dois condutores separados, e portanto não pode existir em guias de onda. Em guias de onda a energia se propaga somente em modos de ordem mais alta, e isto requer que o guia exceda certas dimensões mínimas para permitir a transmissão de sinais de um dado comprimento de onda.

Os vários modos de propagação em guias de onda podem ser divididos em duas classes. Em uma destas o campo elétrico tem somente componentes que são normais a direção de propagação; estas ondas são denominadas TE ou H. Analogamente, ondas TM ou E são aquelas em que o campo magnético tem somente componentes normais a

direção de propagação.

Nesta seção os princípios de linhas de transmissão e guias de onda (retangular) e uma análise de seus diversos parâmetros são apresentados.

1.5.1. Linhas de transmissão

Uma linha de transmissão é construída com dois condutores separados por um dielétrico. Ela tem uma indutância distribuída, L , por unidade de comprimento e uma capacitância distribuída, C , por unidade de comprimento. As perdas são representadas por uma resistência distribuída, R , por unidade de comprimento em série e pela condutância distribuída, G , por unidade de comprimento em paralelo. O circuito equivalente da linha de transmissão é mostrado na figura 1.10. As relações entre a voltagem (V) e a corrente

FIG. 1.10 - Circuito equivalente da linha de transmissão.

(I), que são assumidas terem uma dependência senoidal no tempo, são dadas pelas seguintes expressões:

$$\frac{dV}{dz} = - (R + j\omega L) I \quad (1.5.1)$$

e

$$\frac{dI}{dz} = - (G + j\omega C)V \quad (1.5.2)$$

Podemos eliminar V ou I destas equações pela diferenciação em relação a z e seguida pela necessária substituição, isto leva ao resultado:

$$\frac{d^2V}{dz^2} = \gamma^2 V \quad (1.5.3)$$

e

$$\frac{d^2I}{dz^2} = \gamma^2 I \quad (1.5.4)$$

onde a constante de propagação γ é definida em termos da constante de atenuação α e a constante de fase β , isto é:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \left[(R + j\omega L)(G + j\omega C) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.5.5)$$

A solução geral de (1.5.3) é:

$$V = V_1 e^{-\gamma z} + V_2 e^{\gamma z} \quad (1.5.6)$$

e substituindo esta solução em (1.5.2), obtemos para a corrente:

$$I = \frac{1}{-Z_0} (V_1 e^{-\gamma z} - V_2 e^{\gamma z}) \quad (1.5.7)$$

onde Z_0 é a impedância característica da linha de transmissão e sua expressão é:

$$Z_0 = \left[(R + j\omega L) / (G + j\omega C) \right]^{1/2} \quad (1.5.8)$$

A impedância de entrada da linha em qualquer ponto, digamos $z = z$, é a impedância de entrada da secção de linha a direita de $z = z$, no esquema mostrado na figura 1.11, e é dada por:

$$Z_{EN} = \frac{V}{I} = Z_0 \frac{V_1 e^{-\gamma z} + V_2 e^{\gamma z}}{V_1 e^{-\gamma z} - V_2 e^{\gamma z}} \quad (1.5.9)$$

em particular para $z = l$, temos:

$$Z_L = Z_0 \frac{V_1 e^{-\gamma l} + V_2 e^{\gamma l}}{V_1 e^{-\gamma l} - V_2 e^{\gamma l}} \quad (1.5.10)$$

FIG. 1.11 - Esquema da linha de transmissão onde são mostrados os sistemas de referência.

O coeficiente de reflexão de tensão, Γ , é definido como a razão entre as tensões das ondas incidente e refletida, na carga Z_L , isto é:

$$\Gamma_L = \frac{V_2 e^{\gamma \ell}}{V_1 e^{-\gamma \ell}} = \frac{V_2}{V_1} e^{2\gamma \ell} \quad (1.5.11)$$

onde Γ_L , o qual geralmente é complexo, é o coeficiente de reflexão de voltagem. Em termos de Γ_L a equação prévia torna-se:

$$Z_L = Z_0 \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \quad (1.5.12)$$

Resolvendo esta pra Γ_L , obtemos:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (1.5.13)$$

Analisaremos a equação (1.5.13) considerando alguns casos especiais:

a) $Z_L \rightarrow \infty$ (circuito aberto), $\Gamma_L = 1$, e a voltagem da onda refletida tem o mesmo módulo e fase da onda incidente. A corrente da onda refletida tem o mesmo módulo da onda incidente, mas as fases são opostas.

b) $Z_L = aZ_0$ com $1 < a < \infty$, então $0 < \Gamma_L < 1$. A voltagem e a corrente da onda refletida tem um valor menor que o da onda incidente; as fases das voltagens e correntes são iguais e opostas respectivamente.

c) $Z_L = Z_0$, não ha reflexão, $\Gamma_L = 0$ e a linha de transmissão é dita "casada" a carga e equivale a uma linha de comprimento infinito.

d) $Z_L = aZ_0$ com $0 < a < 1$, então $-1 < \Gamma_L < 0$. A voltagem e corrente da onda refletida tem amplitude menor que a da onda incidente, as fases das voltagens e correntes são opostas e iguais, respectivamente.

e) $Z_L = 0$ (curto circuito), $\Gamma_L = -1$. Os módulos das voltagens e correntes das ondas refletida e incidente são iguais, a fase da voltagem da onda refletida é oposta à da incidente e as fases são iguais para as correntes das ondas refletida e incidente.

Desejamos encontrar uma expressão para a impedância de entrada, Z_{EN} , que não dependa explicitamente de V e I , para isto vamos trocar a variável z pela variável x , de modo que $z = \ell - x$, assim as equações (1.5.6) e (1.5.7) podem ser reescritas como:

$$V = V_1 e^{-\gamma \ell} (e^{\gamma x} + \Gamma_L e^{-\gamma x}) \quad (1.5.14)$$

e

$$I = \frac{V_1}{Z_0} e^{-\gamma \ell} (e^{\gamma x} - \Gamma_L e^{-\gamma x}) \quad (1.5.15)$$

Substituindo as expressões acima na equação (1.5.9), encontramos:

$$Z_{EN} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \operatorname{tgh} \gamma x}{Z_0 + Z_L \operatorname{tgh} \gamma x} \quad (1.5.16)$$

Esta é a expressão geral para a impedância de entrada Z_{EN} a uma distância x da carga Z_L .

Se a linha é um circuito aberto, $Z_L \rightarrow \infty$, a equação (1.5.16) se reduz a :

$$Z_{EN} = Z_0 \cot \gamma x \quad (1.5.17)$$

Se a linha é curto-circuitada, $Z_L = 0$, e (1.5.16) torna-se:

$$Z_{EN} = Z_0 \operatorname{tgh} \gamma x \quad (1.5.18)$$

Vamos agora considerar o caso em que não há perdas, isto é, $R = G = \alpha = 0$ e $\beta = 2\pi/\lambda$, onde λ é o comprimento de onda; com estas condições a linha é denominada ideal. Assim as equações (1.5.5), (1.5.6), (1.5.7) e (1.5.8) se reduzem a:

$$\gamma = j\beta = j\omega(LC)^{\frac{1}{2}} \quad (1.5.19)$$

$$V = V_1 e^{-j\beta z} + V_2 e^{j\beta z} \quad (1.5.20)$$

$$I = \frac{1}{Z_0} (V_1 e^{-j\beta z} - V_2 e^{j\beta z}) \quad (1.5.21)$$

e

$$Z_0 = (L/C)^{\frac{1}{2}} \quad (1.5.22)$$

A impedância de entrada Z_{EN} (1.5.16), torna-se:

$$Z_{EN} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \operatorname{tg} \beta x}{Z_0 + jZ_L \operatorname{tg} \beta x} \quad (1.5.23)$$

pois:
$$\operatorname{tgh} \gamma x = \frac{\operatorname{tg} \beta x + j \operatorname{tg} \beta x}{1 + j \operatorname{tg} \beta x \operatorname{tg} \beta x}$$

As equações (1.5.17) e (1.5.18) reduzem-se a:

$$Z_{EN} = -jZ_0 \cot \beta x \quad (1.5.24)$$

e

$$Z_{EN} = jZ_0 \operatorname{tg} \beta x \quad (1.5.25)$$

Em uma linha de transmissão ideal a voltagem varia entre um máximo e um mínimo, isto é, há pontos onde V_1 e V_2 se adicionam e outros em que se subtraem, isto é:

$$V_{\text{MAX}} = |V_1| + |V_2| \quad (1.5.26)$$

e

$$V_{\text{MIN}} = |V_1| - |V_2| \quad (1.5.27)$$

A razão de voltagem de onda estacionária (RVOE) é definida como:

$$\text{RVOE} = \frac{V_{\text{MAX}}}{V_{\text{MIN}}} = \frac{1 + |\Gamma_L|}{1 - |\Gamma_L|} \quad (1.5.28)$$

que pode ser reescrita como:

$$|\Gamma_L| = \frac{\text{RVOE} - 1}{\text{RVOE} + 1} \quad (1.5.29)$$

Se a linha de transmissão é "casada", não há reflexão e a RVOE é unitária. Assim a quantidade pela qual a RVOE excede a unidade é uma medida da qualidade do "casamento".

1.5.2. Linhas coaxiais

As linhas coaxiais foram desenvolvidas para transmissão de sinais de microondas com o objetivo de evitar perdas por radiação. Elas são construídas com dois condutores cilíndricos coaxiais separados por um dielétrico. Os parâmetros deste tipo de linha dados por (28) são:

$$L = 0,4605 \mu \log(b/a) \cdot 10^{-6} \quad (1.5.30)$$

e

$$C = \frac{0,241 \epsilon}{\log(\frac{b}{a})} \cdot 10^{-10} \quad (1.5.31)$$

onde μ e ϵ são a permeabilidade e a constante dielétrica do meio, a e b são os raios externo (condutor interno) e interno (condutor externo).

A impedância característica de uma linha coaxial de baixas perdas (29) é:

$$Z_0 = 138 (\mu/\epsilon)^{\frac{1}{2}} \log(b/a) \quad (1.5.32)$$

O modo principal de transmissão em uma linha coaxial é aquele em que os campos elétrico e magnético são ortogonais a direção de propagação e denominado TEM. A configuração deste é mostrada na figura 1.12.

FIG. 1.12 - O modo TEM de propagação.

Nesta figura as linhas sólidas indicam o campo elétrico e as tracejadas o campo magnético. As seguintes equações (28) dão a distribuição dos campos:

$$\begin{aligned}
 H_r &= 0 & E_r &= 377 (\mu/\epsilon)^{\frac{1}{2}} \frac{I_0}{2\pi r} e^{j\omega t - \gamma z} \\
 H_\theta &= \frac{I_0}{2\pi r} e^{j\omega t - \gamma z} & E_\theta &= 0 \\
 H_z &= 0 & E_z &= 0
 \end{aligned}
 \tag{1.5.33}$$

onde I_0 é a amplitude da corrente de condução ao longo do condutor interno e $a \leq r \leq b$.

Em linhas coaxiais as fontes de atenuação são as perdas ohmicas devido a resistência dos condutores e as perdas dielétricas resultantes das imperfeições do dielétrico que separa os dois condutores. A atenuação em dB/m devido as perdas ohmicas é dada (28) por:

$$\alpha_c = 13,6 \frac{\delta}{b\lambda} (1 + b/a) \frac{(\epsilon)^{\frac{1}{2}}}{\log(b/a)} \tag{1.5.34}$$

a expressão (29) do "skin dept" δ em metros é:

$$\delta = \frac{1}{(\pi f \mu \sigma)^{\frac{1}{2}}} \tag{1.5.35}$$

onde f e λ são a frequência e o comprimento de onda e σ a condutividade do metal.

Em frequências de microondas, a corrente de condução está concentrada em uma camada superficial. A corrente é máxima na superfície e decresce exponencialmente no interior do condutor. A profundidade na qual a corrente decresce $1/e$ de seu valor na superfície é denominada "skin dept".

As perdas dielétricas podem ser calculadas assumindo-se que a constante dielétrica é complexa. Esta pode ser escrita como:

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (1.5.36)$$

e a tangente de perdas é definida como:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \quad (1.5.37)$$

A atenuação em dB/m (28) resultante das perdas dielétricas é:

$$\alpha_d = 27,3 \frac{(\epsilon'')^{\frac{1}{2}}}{\lambda} \operatorname{tg} \delta \quad (1.5.38)$$

1.5.3. Guias de onda

O método para a determinação dos modos de propagação de ondas eletromagnéticas em um guia de onda de particular secção transversal é conseguir-se a solução das equações de onda descritas abaixo, que são obtidas a partir das equações de Maxwell:

$$\nabla^2 \vec{E} = -\omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \vec{E} \quad (1.5.39)$$

$$\nabla^2 \vec{H} = -\omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \vec{H} \quad (1.5.40)$$

e que devem satisfazer as condições de contorno impostas pela secção transversal.

Nas equações (1.5.39) e (1.5.40), μ_0 e ϵ_0 são respectivamente a permeabilidade e a permitividade do vácuo, ω é a frequência angular da onda e os campos: elétrico $\vec{E}$ e magnético $\vec{H}$ são assumidos variarem harmonicamente no tempo, isto é:

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{j\omega t} \quad (1.5.41)$$

$$\vec{H} = \vec{H}_0 e^{j\omega t} \quad (1.5.42)$$

A notação aplicada à guias de onda retangulares é ilustrada da figura 1.13.

FIG. 1.13 - Sistema de referência e dimensões do guia de onda retangular.

O modo de transmissão dominante em guias de onda retangulares é o $TE_{1,0}$. A distribuição de campo deste modo é mostrada na figura 1.14, e as equações dos campos (28) são:

$$E_z = E_x = H_y = 0$$

$$E_y = B \frac{\mu_0 \omega \pi}{k^2 a} \sin \frac{\pi x}{a} \sin (\omega t - \beta z) \quad (1.5.43)$$

$$H_z = -B \cos \frac{\pi x}{a} \cos (\omega t - \beta z)$$

$$H_x = B \frac{\beta \pi}{k^2 a} \sin \frac{\pi x}{a} \sin (\omega t - \beta z)$$

onde B é uma constante arbitrária de amplitude. A constante de fase β , em geral é dada (28) por:

$$\beta_{m,n}^2 = \frac{\omega^2}{c^2} - \pi^2 \left(\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2} \right) \quad (1.5.44)$$

que para o modo TE_{10} se reduz a:

$$\beta_{10}^2 = \frac{\omega^2}{c^2} - \frac{\pi^2}{a^2} \quad (1.5.45)$$

FIG. 1.14 - Configuração dos campos elétrico (linhas sólidas) e magnético (linhas tracejadas) do modo TE_{10} .

A quantidade k é definida pela expressão:

$$k^2 = \frac{\omega^2}{c^2} - \beta^2 \quad (1.5.46)$$

Modo dominante significa o modo com maior comprimento de onda de corte, isto é, o maior comprimento de onda que pode se propagar em um guia de onda. Em guias de onda retangulares, o primeiro e segundo subscritos são a medida do número de variações de meia onda da intensidade do campo transversal ao longo das dimensões x e y do guia, respectivamente. Por exemplo, no modo dominante, TE_{10} , há uma variação do campo transversal ao longo do eixo x e não há variação do campo transversal ao longo do eixo y .

As configurações de alguns modos de propagação de ordem mais alta são mostrados na figura 1.15, e as correspondentes equações dos campos (28) são:

$$TM_{m,n}$$

$$E_z = A \sin \frac{n\pi y}{b} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos (\omega t - \beta z)$$

$$E_y = A \frac{\beta}{k^2} \frac{n\pi}{b} \cos \frac{n\pi y}{b} \sin \frac{m\pi x}{a} \sin (\omega t - \beta z)$$

$$E_x = A \frac{\beta}{k^2} \frac{m\pi}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin (\omega t - \beta z)$$

$$H_z = 0$$

$$H_y = -A \frac{\epsilon_0 \omega}{k^2} \frac{m\pi}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin (\omega t - \beta z)$$

$$H_x = A \frac{\epsilon_0 \omega}{k^2} \frac{n\pi}{b} \cos \frac{n\pi y}{b} \sin \frac{m\pi x}{a} \sin (\omega t - \beta z)$$

Nestas equações, A é uma constante arbitrária de amplitude, β e k foram definidos previamente.

FIG. 1.15 - Modos de transmissão de ordem mais alta.

$$TE_{m,n}$$

$$E_z = 0$$

$$E_y = -B \frac{\omega \mu_0}{k^2} \frac{m\pi}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \sin \frac{m\pi x}{a} \sin (\omega t - \beta z)$$

$$E_x = B \frac{\omega \mu_0}{k^2} \frac{n \pi}{b} \sin \frac{n \pi y}{b} \cos \frac{m \pi x}{a} \sin (\omega t - \beta z)$$

$$H_z = - B \cos \frac{n \pi y}{b} \cos \frac{m \pi x}{a} \cos (\omega t - \beta z)$$

$$H_y = B \frac{\beta}{k^2} \frac{n \pi}{b} \sin \frac{n \pi y}{b} \cos \frac{m \pi x}{a} \sin (\omega t - \beta z)$$

$$H_x = B \frac{\beta}{k^2} \frac{m \pi}{a} \cos \frac{n \pi y}{b} \sin \frac{m \pi x}{a} \sin (\omega t - \beta z)$$

Os modos de ordem mais alta não são frequentemente usados como o modo dominante, em vista da dificuldade de excitar um deles sem excitar outros. Nos guias de onda padronizados, suas dimensões são calculadas de tal maneira que os modos de ordem mais alta são rapidamente atenuados com a distância, podendo propagar apenas o modo dominante.

1.5.4. Comprimentos de onda em guias de onda

Um guia de onda age como um filtro passa-alta, e transmitirá ondas eletromagnéticas em um dado modo somente quando o comprimento de onda do sinal é menor que o comprimento de onda de corte. Este depende do modo de transmissão e é dado (28) para guias de onda retangulares por:

$$\lambda_c = \frac{2}{\left[\left(\frac{m}{a} \right)^2 + \left(\frac{n}{b} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \quad (1.5.49)$$

Nesta expressão m e n são os subscritos que denotam o mo-

do sob consideração e λ_c é o comprimento de onda limite que se propaga pelo guia de onda. Esta equação é válida para ambos os modos (TE e TM) de propagação.

Em guias de onda, o comprimento de onda no guia, λ_g , sempre excede o comprimento de onda no espaço livre, λ . Como a frequência é invariável, isto parece indicar que a velocidade de propagação de ondas em um guia de onda excede a velocidade da luz. A velocidade de fase v_f em um guia preenchido com ar é dada pela equação:

$$v_f = f\lambda_g \quad (1.5.50)$$

e maior que a velocidade da luz pelo fator λ_g/λ . Mas a taxa de propagação de energia é a velocidade de grupo v_g ; esta é relacionada a velocidade de fase por:

$$v_g = \frac{c^2}{v_f} \quad (1.5.51)$$

onde f e c são a frequência e a velocidade da luz.

O comprimento de onda λ_g é relacionado ao comprimento de onda de corte λ_c e ao comprimento de onda no espaço livre λ , (28) pela equação:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\left[1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2\right]^{\frac{1}{2}}} \quad (1.5.52)$$

O comprimento de onda no guia é sempre maior que o comprimento de onda no espaço livre, e quando este se aproxima do comprimento de onda de corte do guia, tende ao infinito. A equação (1.5.52) é mostrada na figura 1.16. Nesta a razão λ/λ_g é grafica-

da versus a razão λ/λ_c , e a relação entre as duas é um quarto de circunferência de raio unitário.

FIG. 1.16 - Relação entre comprimentos de onda em um guia de onda.

1.5.5. Atenuação em guias de onda

Nas seções anteriores, assumimos que as paredes do guia de onda eram condutores perfeitos, isto é, sua condutividade era infinita e que o guia era preenchido com um dielétrico perfeito. Em guias de onda reais, a condutividade das paredes é finita e como resultado a onda é parcialmente atenuada em virtude das perdas no metal. Além disto, se algum dielétrico diferente do ar é usado no interior do guia, as perdas no dielétrico podem resultar em

uma atenuação muito rápida da onda transmitida.

Como resultado das perdas ohmicas nas paredes condutoras do guia de onda a potência da microonda é atenuada pelo fator $\exp(-\alpha_c z)$. A constante de atenuação α_c em dB/m para o modo TE_{10} é dada (29) por:

$$\alpha_c = \frac{8,686 R_s}{377 b} \left[\frac{1 + \frac{2b}{a} \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}{\left[1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2\right]^{\frac{1}{2}}} \right] \quad (1.5.53)$$

a resistência superficial R_s em ohm.m e:

$$R_s = \frac{\pi f \mu}{\sigma}^{\frac{1}{2}} \quad (1.5.54)$$

Em um guia de onda preenchido com material dielétrico, há verã perdas devido as imperfeições do dielétrico. Se um dielétrico ideal de constante ϵ é assumido, o comprimento de onda de corte λ'_c no guia preenchido com o dielétrico (28) será:

$$\lambda'_c = (\epsilon)^{\frac{1}{2}} \lambda_c \quad (1.5.55)$$

onde λ_c é o comprimento de onda de corte no mesmo guia quando preenchido com ar.

O comprimento de onda no guia preenchido com dielétrico ideal é dada (28) por:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\left[\epsilon - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \quad (1.5.56)$$

onde λ é o comprimento de onda no espaço livre e λ_c o comprimento de onda de corte do guia quando preenchido com ar. Se o dielétrico

co não é perfeito, o comprimento de onda no guia (28) é:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\left[\epsilon' - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \frac{1}{\left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \left[\frac{\epsilon''}{\left[\epsilon' - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^2 \right]^2} + 1 \right]^{\frac{1}{2}} \right]^{\frac{1}{2}}} \quad (1.5.57)$$

A atenuação α_d em dB/m num guia de onda preenchido com dielétrico imperfeito é dada (30) por:

$$\alpha_d = \frac{4,343 \omega (\mu_0 \epsilon_0)^{\frac{1}{2}} (\epsilon''/\epsilon')}{\left[1 - (\lambda/2a)^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \quad (1.5.58)$$

A corrente de condução em um guia de onda é confinada a superfície interna do guia; a profundidade de penetração é determinada pelo "skin dept", como mostrado na seção 1.5.2. As linhas de corrente fluem nas paredes do guia e são mostradas na figura 1.17. A direção do fluxo de corrente é ortogonal a direção do campo magnético na superfície interna do guia.

FIG. 1.17 - Distribuição de corrente do modo TE_{10} .

1.5.6. Atenuação abaixo do corte em um guia de onda

Se um possível modo de propagação é excitado em um guia de onda que está abaixo do corte para aquele particular modo, não haverá propagação real de energia. A impedância de entrada será uma reatância pura, se perdas na parede são negligenciadas e os campos que são excitados no guia decrescerão exponencialmente com a distancia do ponto de excitação.

O campo elétrico como função da distância é:

$$E = E_0 e^{-\alpha z} \quad (1.5.59)$$

onde E_0 é a amplitude inicial da excitação. A atenuação α em dB/m (28) é:

$$\alpha = 8,686 \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda_c} \right)^2 - \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (1.5.60)$$

Quando o comprimento de onda no espaço livre torna-se muito maior que o comprimento de onda de corte, a atenuação α torna-se independente de λ (28) e tende ao limite:

$$\alpha = \frac{54,6}{\lambda_c} \quad (1.5.61)$$

Na figura 1.18 é mostrado um gráfico da atenuação como função de λ para um dado λ_c .

1.5.7. Impedância característica do guia de onda

A impedância característica de um guia de onda pode ser definida de diversas maneiras. No tratamento realizado por

FIG. 1.18 - Atenuação abaixo do corte em um guia de onda

Reich (29), o modo de propagação TE_{10} é assumido e a impedância em um ponto qualquer do guia de onda é definida como:

$$Z_0 = 377 \frac{b}{a(\epsilon)^{\frac{1}{2}}} \frac{1}{\left[1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2\right]^{\frac{1}{2}}} \quad (1.5.62)$$

onde a e b são as dimensões do guia de onda, ϵ a constante dielétrica, f_c a frequência de corte e f a frequência no espaço livre.

1.6. Componentes de microondas

O propósito desta seção é descrever os princípios de operação e aplicações práticas de alguns componentes de microondas

que foram usados no decorrer deste trabalho.

Os componentes de microondas são tratados e analisados como consistindo de várias secções curtas de linhas de transmissão (31). As voltagens e correntes destas linhas de transmissão são tratadas da mesma forma como foram discutidas na secção 1.5.1.

Muitas das informações aqui contidas podem ser encontradas com mais detalhes nos volumes 6, 7, 8, 9, 10, 11 e 14 do MIT Radiation Laboratory Series, Reich (29), Poole (30), Ishii (31) e VHF techniques (32).

1.6.1. Atenuadores e Terminações

O atenuador é um elemento que, quando inserido entre o gerador e a carga, reduz a amplitude e a variação de fase do sinal de microondas incidente na carga.

A perda de inserção, L , que é um dos parâmetros que descrevem a qualidade de um componente passivo, é definida em termos da potência P_1 entregue por um gerador de impedância interna arbitrária a uma carga arbitrária; dividida pela potência P_2 entregue pelo mesmo gerador a mesma carga quando um dispositivo, neste caso um atenuador, é inserido entre eles. Sua expressão (30) é:

$$L \text{ (dB)} = 10 \log \frac{P_1}{P_2} \quad (1.6.1)$$

A atenuação A em db é a perda de inserção medida quando o gerador e a carga tem impedâncias casadas. Sob estas condições P_1 é a máxima potência disponível do gerador e P_2 é a potência entregue a carga através do atenuador. A expressão para a atenuação A é:

$$A \text{ (dB)} = 10 \log \frac{P_1}{P_2} \quad (1.6.2)$$

Os atenuadores são de dois tipos: fixos e variáveis, sendo ambos construídos em guias de onda e linhas coaxiais. No tipo variável um dial pode ser deslocado para uma atenuação pré-determinada. Este dial pode estar calibrado em dB ou uma curva (dB X deslocamento) é fornecida pelo fabricante. No tipo fixo a atenuação é fixa, sendo comercializado com diversos valores de atenuação.

O princípio de funcionamento é o mesmo em ambos os tipos. No atenuador variável uma placa é recoberta com material de alta resistividade, mica, carbono, etc; o deslocamento do dial faz com que esta placa se mova no interior do guia de onda e a microonda é atenuada devido as perdas ohmicas. No tipo fixo esta placa é posicionada de tal maneira, que a microonda é atenuada sempre pela mesma quantidade.

As terminações são usadas para terminar uma linha de transmissão ou guia de onda. O significado físico desta terminação é que ela proporciona o casamento de impedâncias, isto é, ela dissipa toda a potência incidente sem produzir reflexão. Além disto, é utilizada para medidas do coeficiente de reflexão; neste caso ela é construída de maneira que uma reflexão conhecida ocorra.

O material absorvedor de potência é usualmente um composto contendo carbono e grafite. Ele é construído de tal forma e colocado em tal posição no interior do guia de onda, que a impedância da terminação é a mesma do guia de onda.

1.6.2. Isoladores

Ferrite (17) é o nome de uma família de materiais magnéticos cuja fórmula molecular é $MO.Fe_2O_3$, onde M é um íon metálico divalente.

Quando uma placa de ferrite é colocada em um guia de onda e um campo magnético DC é aplicado, o guia de onda mostra uma característica de transmissão não-recíproca. Um isolador (33, 34, 35) é um componente que utiliza o efeito Faraday para permitir transmissão com baixas perdas em uma direção e absorver a potência na direção oposta.

O isolador é usualmente colocado entre o gerador de micro-ondas e a outra parte do sistema para evitar a instabilidade de frequência do gerador que é causada por ondas refletidas.

1.6.3. Acopladores direcionais

O acoplador direcional é um componente de quatro terminais, como mostrado na figura 1.19. Ele consiste da linha primária

FIG. 1.19 - Esquema geral do acoplador direcional.

ria 1 - 2 e da linha secundária 3 - 4. Quando potência é transmitida ao terminal 1, parte desta é transmitida ao terminal 2 da linha principal. Mas potência também é acoplada na linha secundária, e a maior parte desta é transmitida ao terminal 4. Se potência é transmitida na direção reversa da linha principal, isto é do terminal 2 para o 1, a maior parte da potência acoplada pela linha secundária será transmitida ao terminal 3. As características do acoplador direcional podem ser expressas em termos dos seguintes

parâmetros (31, 32), assumindo propagação do terminal 1 para o 2 na linha primária:

$$C \text{ (dB)} = 10 \log \frac{P_1}{P_4} \quad (1.6.3)$$

e

$$D \text{ (dB)} = 10 \log \frac{P_4}{P_3} \quad (1.6.4)$$

onde P_1 , P_3 e P_4 são as potências nos terminais 1, 3 e 4 respectivamente.

O fator de acoplamento, C , que caracteriza a quantidade de potência que é extraída pela linha secundária da principal. A diretividade D é a medida de rejeição entre os terminais 3 e 4.

O acoplador direcional é utilizado geralmente para monitorar a potência incidente ou refletida pelo sistema, através da extração de uma pequena quantidade desta.

1.6.4. Curto móvel

Curto móveis são construídos de dois tipos: contato e não-contato. No tipo contato existe uma conexão entre o curto e o guia de onda ou linha coaxial. Na estrutura do curto são feitas ranhuras axiais que formam tiras metálicas, estas agem como molas que pressionam as paredes do guia ou linha coaxial.

Este tipo de curto móvel tem diversas desvantagens:

1) Desgaste e oxidação produzem um contato de comportamento irregular. 2) As mesmas causas juntamente com partículas metálicas produzem ruído e sintonia irregular. Estas dificuldades podem ser contornadas pelo uso do curto móvel tipo não-contato.

No tipo de curto móvel do tipo não-contato, como explica o próprio nome, não existe contato entre o curto e a estrutura

onde é montado.

O curto do tipo não-contato mais simples é um anel cilíndrico para linhas coaxiais e um paralelepípedo para guias de onda retangulares; nestes estas estruturas preenchem a maioria do espaço. Este tipo é denominado curto capacitivo, pois os efeitos capacitivos são predominantes.

Se a parte posterior do curto capacitivo é cortada, um curto tipo "choke" é formado. Um curto tipo "bucket" é construído cortando-se a face anterior do curto capacitivo. Ambos tem as mesmas características e são superiores ao tipo capacitivo. A referência (32) mostra de forma detalhada uma discussão sobre estes tipos de curtos móveis para linhas coaxiais.

Um outro tipo de curto, cujas características são superiores aos apresentados, é aquele formado colocando-se um curto tipo "bucket" imediatamente após o curto tipo "choke". As faces anterior e posterior são unidas através de uma parede comum. Este curto é denominado tipo "S". Uma discussão bem detalhada sobre este tipo de curto para linhas coaxiais foi feita por Huggins (37) e uma forma resumida deste trabalho pode ser encontrada nas referências (29) e (32).

Os quatro tipos de curto apresentados são mostrados na figura 1.20.

FIG. 1.20 - Tipos de curtos móveis não-contato.

Se um guia de onda é curto-circuitado por um curto móvel, a uma distância ℓ de um plano de referência, como mostrado na figura 1.21, a voltagem deve ser zero em $x = \ell$, para que a condição de contorno do campo elétrico no curto seja respeitada. Desejamos saber que condições ℓ deve satisfazer para tenhamos um guia em curto circuito, ou seja o coeficiente de reflexão da voltagem, $\Gamma = -1$, ou a impedância de entrada, $Z_{EN} = 0$.

FIG. 1.21 - Sistema de referência de um guia de onda curto-circuitado.

A distribuição de voltagem ao longo do guia pode ser expressa (31) por:

$$V(x) = V_0 \sin \frac{2\pi(\ell - x)}{\lambda_g} \quad (1.6.5)$$

onde V_0 é o valor máximo da voltagem e x é qualquer posição ao longo do guia.

A corrente em $x = \ell$ deve ser máxima e sua distribuição ao longo do guia é:

$$I(x) = jI_0 \cos \frac{2\pi(\ell - x)}{\lambda_g} \quad (1.6.6)$$

onde I_0 é o máximo valor da corrente.

A impedância de entrada em $x = 0$ é, portanto:

$$Z_{EN} = \frac{V(0)}{I(0)} = jZ_0 \tan \frac{2\pi\ell}{\lambda_g} \quad (1.6.7)$$

onde Z_0 é a impedância característica do guia de onda.

Um gráfico da equação (1.6.7) é mostrado na figura 1.22.

Podemos concluir que: quando $l = n\lambda/2$, onde n é um inteiro, a impedância de entrada $Z_{EN} = 0$; quando $l = (2n + 1)(\lambda_g/4)$, $Z_{EN} \rightarrow \infty$.

Assim, o curto móvel pode ser usado como uma reatância variável. A impedância de entrada é puramente reativa e varia com o comprimento l .

FIG. 1.22 - Impedância de entrada de um guia de onda curto-circuitado.

No curto móvel não-contato mostrado na figura 1.23, cada secção tem comprimento $\lambda_g/4$, onde λ_g é o comprimento de onda no guia no centro da banda de trabalho. Os espaços entre as faces de maior dimensão do guia de onda e do curto móvel agem como secções de quarto de onda de impedância característica mais baixa que aquela do guia de onda principal.

Para prevenir a possibilidade de ressonância na "cavidade" constituída pela secção do guia de onda após o curto, esta secção

tem impedância característica Z_0 .

FIG. 1.23 - Curto móvel tipo quarto de onda não-contato.

Na figura acima, a impedância de entrada Z_a , olhando para a direita através do terminal a, foi discutida na seção 1.5.1, e é dada por:

$$Z_a = Z_1 \frac{Z_0 + jZ_1 \operatorname{tg}(2\pi \ell / \lambda_g)}{Z_1 + jZ_0 \operatorname{tg}(2\pi \ell / \lambda_g)} \quad (1.6.8)$$

como $\ell = \lambda_g/4$, esta expressão se reduz a:

$$Z_a = \frac{Z_1^2}{Z_0} \quad (1.6.9)$$

onde Z_1 é a impedância característica da secção de linha constituída pelos espaços entre as paredes do guia e a última secção do curto móvel.

Analogamente,

$$Z_b = \frac{Z_2^2}{Z_a} \quad (1.6.10)$$

onde Z_b é a impedância de entrada no terminal b, Z_2 a impedância

característica da secção de linha formada pelo espaço entre o guia e a secção central do curto móvel.

e

$$Z = \frac{Z_1^2}{Z_b} \quad (1.6.11)$$

onde Z é a impedância de entrada na face do curto móvel.

Combinando as equações (1.6.9), (1.6.10) e (1.6.11), obtemos a relação:

$$Z = \frac{Z_1^4}{Z_2^2 Z_0} \quad (1.6.12)$$

Como a razão de impedâncias Z_1/Z_2 pode ser reduzida variando-se as alturas das secções central e lateral do curto móvel, a impedância de entrada Z pode aproximar-se de zero e o curto aproxima-se de um curto circuito ideal.

O curto móvel é um dispositivo frequentemente usado como casador de impedâncias e é utilizado também para sintonizar cavidades ressonantes.

1.6.5. Poste indutivo

Um fio cilíndrico metálico que se estende através do guia de onda, paralelo ao campo elétrico, como mostrado na figura 1.24

FIG. 1.24 - Poste indutivo.

é denominado poste indutivo. Uma susceptância indutiva em paralelo com o guia é introduzida por este elemento, devido a corrente de condução que existe através dele.

A magnitude desta susceptância depende do diâmetro do poste e sua expressão para $d \ll a$ é dada (28) por:

$$B = - \frac{2\lambda g}{a} \frac{1}{\ln\left(\frac{4a}{\pi d e^2}\right)} \quad (1.6.13)$$

onde d é o diâmetro do poste, a é a largura do guia de onda e e é a base do logaritmo neperiano ($e = 2,718$). Um gráfico da susceptância B versus d/a é mostrado na figura 1.25.

Este dispositivo é utilizado para acoplar dispositivos a terminais situados nas faces opostas do guia de onda e pode ser utilizado na construção de um bolômetro, o qual é usado para medidas de potência de microondas (36). Neste caso o poste é construído com um fio de alta resistência e seu raio deve ser comparável ao "skin dept".

FIG. 1.25 - Susceptancia de um poste indutivo em um guia de onda.

CAPÍTULO II

PROJETO DO GERADOR E MISTURADOR DE HARMÔNICOS

2.1. Introdução

Um diodo a cristal produz frequências harmônicas do sinal a ele aplicado, podendo então ser utilizado na construção de um gerador de harmônicos, isto é, de uma fonte de microondas de alta frequência, estável e monocromática, sua estabilidade e monocromaticidade dependem essencialmente da fonte do sinal fundamental.

O processo de mistura de frequências também ocorre em um diodo a cristal e sua aplicação imediata é na construção de misturadores quer fundamentais quanto de harmônicos.

Baseados nas aplicações do diodo a cristal resumidas acima, construímos um dispositivo que pode ser utilizado como gerador e misturador de harmônicos de frequências da Banda-X. Como gerador de harmônicos pode ser usado para gerar o terceiro e o quarto harmônico das frequências compreendidas entre 8,2 e 12,4 GHz. Quando utilizado como misturador, a frequência de rádio-frequência deverá estar compreendida entre 24,6 e 37,2 GHz para o terceiro harmônico e no intervalo 32,8 - 49,6 GHz para o quarto harmônico.

2.2. O gerador de harmônicos

O funcionamento do diodo a cristal como elemento não-linear foi discutido no capítulo I e notamos que é possível obter, em virtude de sua característica exponencial, todos os harmônicos. Assim, alimentando-se um diodo com uma fonte de microondas, é possível recolher, em um guia de onda excitado pelo mesmo diodo, todos os harmônicos, selecionando-se aqueles de interes

se através de filtros.

Quando um diodo a cristal é usado para gerarem-se os harmônicos, é possível utilizar-se até o quinto harmônico de uma frequência fundamental de 10 GHz, em virtude das elevadas (acima de 30 dB) perdas de conversão que ocorrem em harmônicos de ordem mais alta.

Num gerador de harmônicos com diodo a cristal, há sempre uma perda de potência entre a frequência fundamental e o harmônico obtido. Assim, em condições de ótimo casamento de impedâncias, um gerador de terceiro e quarto harmônicos é esperado ter uma perda de conversão de 15 a 16 dB e 21 a 22 dB (5), respectivamente.

Em resumo, basicamente um gerador de harmônicos é constituído dos seguintes elementos:

- Guia de onda para a introdução do sinal fundamental.
- Montagem para o diodo a cristal.
- Guia de onda para a saída dos sinais harmônicos.
- Acoplador entre o diodo e os guias de onda.
- Elementos reguláveis para o casamento de impedâncias.
- Filtro para a seleção do harmônico desejado.

2.3. O misturador de harmônicos

Num diodo a cristal ocorre o processo de mistura de frequências. No caso do misturador de harmônicos, a frequência intermediária (FI) é a soma ou a diferença do batimento que ocorre entre os harmônicos do sinal do oscilador-local (OL) e o sinal de rádio-frequência (RF).

Em virtude disto desejamos obter a maior potência possível do harmônico de interesse, portanto o misturador de harmônicos deve também ser um eficiente gerador de harmônicos. Tal misturador é do tipo não-balanceado, visto ser esta a única configuração pos

sível para este tipo de misturador (27).

A perda de conversão de um misturador de harmônicos é aquela do mesmo misturador, se operasse na frequência fundamental cujo valor pode chegar a 15 dB (27), somada a perda de conversão da própria mistura de harmônicos, que pode ser considerada como 3 ou 4 dB por harmônico.

Sendo assim, a perda de conversão de um misturador do terceiro ou quarto harmônico, é esperada ser em torno de 21 e 27 dB, respectivamente. Aqui estamos considerando que não há perdas devido ao descasamento de impedâncias.

Tanto no caso do misturador fundamental como no de harmônicos, o arranjo deve conter os seguintes elementos:

- Guia de onda para a entrada do sinal do oscilador-local.
- Montagem para o diodo a cristal.
- Guia de onda para a entrada do sinal de rádio-frequência.
- Terminal para a frequência-intermediária.
- Acoplador entre o diodo, os guias de onda e o terminal de frequência-intermediária.
- Elementos reguláveis para o casamento de impedâncias.
- Dispositivos que permitam isolar os terminais entre si.

2.4. O gerador e misturador de harmônicos

Nas seções anteriores discutimos os esquemas básicos do gerador e misturador de harmônicos. Uma comparação entre eles mostra que as diferenças consistem na existencia do terminal de FI e o acoplamento entre este e o diodo.

Fundamentados na semelhança existente entre estes esquemas, propomos um que realiza ambas as funções, o qual foi baseado

nos geradores de harmônicos descritos por Nethercot (4) e Johnson (6).

O dispositivo proposto é mostrado na figura 2.1 e sua operação como gerador e misturador de harmônicos, bem como a função de cada elemento, descrita abaixo.

FIG. 2.1 - Esquema do gerador e misturador de harmônicos.

(1) Guia de onda fundamental, (2) Guia de onda secundário, (3) Montagem do diodo a cristal, (4) Terminal da FI, (5) Curto móvel, (6) Acoplador entre o diodo, guias de onda e terminal de FI.

Na utilização do dispositivo como gerador de harmônicos, a energia produzida pelo gerador de microondas é conduzida pelo guia de onda fundamental e transferida ao diodo pelo acoplador tipo "poste".

O acoplador tipo "poste" é constituído por um fino cilín-

metálico, paralelo ao campo elétrico em ambos os guias de onda e é o condutor central da linha coaxial que suporta o diodo.

A corrente resposta do diodo é conduzida pelo mesmo acoplador e excita o guia de onda secundário.

O guia de onda secundário, tem também a função de filtrar os harmônicos de ordem mais baixa que o desejado. Sendo assim, este guia deve ser escolhido de tal maneira, que seu comprimento de onda de corte seja menor. que o comprimento de onda do harmônico anterior ao desejado.

Os guias de onda fundamental e secundário são terminados por curtos móveis que são utilizados para casar a impedância do acoplador com a do guia de onda.

Quando operamos este dispositivo como misturador de harmônicos, o sinal do oscilador-local é aplicado ao guia de onda fundamental, enquanto que o sinal de RF é introduzido no guia de onda secundário.

O acoplador conduz ambos os sinais ao diodo onde ocorre a mistura. A corrente da frequência-intermediária é conduzida pelo mesmo acoplador ao terminal deste sinal.

2.5. O projeto do gerador e misturador de harmônicos

Nossa proposta de trabalho era a construção de um gerador e misturador de quarto harmônico de Banda-X (8,2 - 12,4 GHz). Isto significa que deveríamos ter condições de retirar e aplicar sinais cujo intervalo de frequências é 32,8 - 49,6 GHz. Como as possíveis aplicações do dispositivo não necessitavam de sinais puros, isto é, não estivessem contaminados com sinais dos harmônicos superiores ao quarto, os quais tem potência bem abaixo (6) daquela do harmônico de interesse. Sendo assim nos preocupamos em filtrar a fundamental (8,2 - 12,4 GHz), o segundo harmônico

(16,4 - 24,8 GHz) e o terceiro harmônico (24,6 - 37,2 GHz), os quais tem maior potência (quando propriamente sintonizados) que o quarto harmônico.

Podemos então utilizar a propriedade de que o guia de onda é um filtro passa-alta, assim devemos escolher um guia de onda que por sua própria natureza filtre até o terceiro harmônico. Se o dispositivo for aplicado em experimentos que necessitem de um sinal puro, um filtro passa-baixa ou passa-banda deve ser acoplado ao guia de onda. Um filtro deste tipo não foi construído por não dispormos de um guia de onda de Banda-Q.

O guia de onda fundamental utilizado é um RG52/U que opera em toda a Banda-X e cuja frequência de corte para o modo TE_{10} é 6,56 GHz. A flange usada neste guia é do tipo UG135/U.

Como guia de onda secundário utilizamos um RG96/U que opera em toda a Banda-Ka. Este era o guia de onda de mais alta frequência de corte disponível, o valor desta para o modo TE_{10} é 21,09 GHz. Este guia filtra a fundamental, o segundo harmônico do intervalo 8,2 - 10,95 GHz, mas não filtra o terceiro harmônico. Para filtrar este harmônico, utilizaremos o próprio guia de onda da estrutura do frequencímetro de Banda-Q. Este guia de onda, RG97/U, tem uma frequência de corte para o modo TE_{10} igual a 26,3 GHz, sendo assim possibilita filtrar o terceiro harmônico da frequência fundamental compreendida entre 8,2 e 8,76 GHz.

As dimensões dos guias de onda são mostradas na figura 2.2, estas foram calculadas para não termos um nó de voltagem nas flanges, nas frequências inferiores da banda de trabalho dos guias de onda. As outras dimensões (57,5 e 115,2 mm) permitem que os curtos móveis sejam movimentados em uma distância maior que $\lambda_g/2$ calculada na frequência inferior da banda.

Ambos os guias de onda foram terminados com curtos móveis do tipo não-contato, que possibilitam o necessário casamento de

FIG. 2.2 - Vista de topo do gerador e misturador de harmônicos mostrando as dimensões dos guias de onda.

impedâncias. O de Banda-X foi baseado em um modelo da Hewlett-Packard e suas dimensões mostradas na figura 2.3, enquanto o de Banda-Ka baseado num modelo da Demornay-Bonardi e é mostrado na figura 2.4.

Uma vista em explosão que mostra as dimensões da montagem do diodo e do terminal de FI é vista na figura 2.5. A montagem do diodo é uma linha coaxial de impedância 120Ω , o diodo é colocado nesta montagem e seu condutor central é embutido no acoplador tipo "poste" que atravessa ambos os guias de onda e continua até o terminal de FI.

O diodo utilizado, procedente da indústria Microwave Associates, e o modelo 1N53B que opera na Banda-Ka, sendo que sua impedância de FI varia de 400 a 800Ω .

O acoplador tipo "poste" é um cilindro construído de latão, como todas as outras partes, é banhado a ouro para diminuir as perdas devido a resistência superficial. O capacitor coaxial que permite isolar o terminal de FI dos terminais de OL e RF, está situado no terminal de FI e foi baseado em um modelo da Demornay-Bonardi. Para isolar o condutor central e o capacitor coaxial do condutor externo utilizamos lucite e teflon, respectivamente.

Uma vista em explosão do dispositivo mais detalhada é mostrada na figura 2.6.

Como a impedância de FI do diodo é diferente da impedância (50Ω) dos instrumentos de medidas a serem utilizados, é necessário construir um casador de impedâncias. O esquema deste, Przedpelski (38) é mostrado na figura 2.7, onde R_i e R_0 são os valores das impedâncias a serem casadas, X_0 é um capacitor de 100 pF que será utilizado para bloquear o sinal DC (resultante da retificação do sinal de OL e RF), X_a e X_b são os componentes que possibilitam o casamento. As equações para X_a e X_b são:

FIG. 2.3 - Vista de topo e de lado do curto móvel do tipo não-contato do guia de onda de Banda-X, onde são mostradas as suas dimensões.

FIG. 2.4 - Vista de topo e de lado do curto móvel do tipo-S não-contato do guia de onda de Banda-Ka, onde são mostradas as suas dimensões.

FIG. 2.5. Vista em explosão do dispositivo mostrando as dimensões da montagem do diodo e do terminal de frequência-intermediária.

FIG. 2.6 - Vista em explosão do gerador
e misturador de harmônicos
construído.

$$X_a = - \frac{R_i}{Q} \quad (2.5.1)$$

e Q é dado por:

$$Q = \left(\frac{R_i}{R_0} - 1 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.5.2)$$

e

$$X_b = QR_0 - X_0 \quad (2.5.3)$$

FIG. 2.7 - Circuito equivalente do casador de impedâncias.

Nós consideramos o valor médio da impedância de FI, assim $R_i = 600\Omega$, $R_0 = 50\Omega$ e as frequências 30 e 60 MHz. Com estes valores, obtivemos os seguintes resultados:

F (MHz)	C (pF)	L (nH)
30	29,4	881
60	14,7	440

As indutâncias foram construídas com o auxílio da referên

cia (39) e os valores dos capacitores utilizados são: 29 e 15 pF.

Em resumo o dispositivo projetado e construído consiste de duas seções de guias de onda ortogonais que tem uma parede em comum. Curtos móveis em cada guia de onda facilita o casamento de impedâncias. O diodo é localizado em uma montagem coaxial, cujo condutor central é perpendicular ao plano de intersecção dos guias de onda e passa por um orifício no centro da parede comum e é conectado a um capacitor coaxial e ao terminal (BNC) de FI.

O dispositivo, em virtude de não dispormos de filtros adequados, opera também como gerador e misturador do terceiro harmônico, além de operar como gerador e misturador do quarto harmônico. Suas bandas de frequências são: 37,2 - 24,6 GHz (gerador e misturador do terceiro harmônico) e 49,6 - 32,8 (gerador e misturador do quarto harmônico).

CAPÍTULO III

CARACTERIZAÇÃO E APLICAÇÃO DO GERADOR E MISTURADOR DE HARMÔNICOS

3.1. Introdução

Neste capítulo descrevemos os arranjos e procedimentos experimentais utilizados na caracterização e aplicação do dispositivo. Também é apresentado um breve comentário sobre o equipamento usado.

As qualidades do dispositivo construído (descrito no capítulo II) podem ser avaliadas principalmente pela medida dos seguintes parâmetros:

1. Perda de conversão quando usado como gerador de harmônicos.
2. Perda de conversão e isolação quando utilizado como misturador.

Estes parâmetros foram definidos no capítulo I e sua importância discutida.

Um dos possíveis usos do dispositivo é a calibração de frequencímetros de diferentes bandas, quando não dispomos de equipamento apropriado.

Com esta aplicação, calibramos um frequencímetro de Banda-Q (33,0 - 50,0 GHz), no intervalo de 33,4 a 40,0 GHz.

3.2. Medida da perda de conversão do gerador de harmônicos

No uso do gerador de harmônicos é importante conhecer a potência que será possível obter, ou seja a perda de conversão do dispositivo.

Como foi definido no capítulo I, perda de conversão é o quociente entre as potências dos sinais fundamental (P_f) e harmônica (P_h), isto é:

$$L = 10 \log \frac{P_f}{P_h}$$

Sendo assim a montagem experimental para a obtenção da perda de conversão, deve permitir a medida simultânea destas potências. O arranjo que foi utilizado nas medidas da perda de conversão é mostrado na figura 3.1.

Neste esquema, o gerador de microondas utilizado é um klystron de Banda-X (8,2 - 12,4 GHz), Varian V-58, que oscila entre 8,5 e 10,0 GHz sendo sua potência máxima 500 mW. Suas outras características são: Voltagem de Feixe = 500 V, Corrente Máxima de Feixe = 70 mA e Voltagem do Refletor = - 350 a - 525 V. Este klystron é alimentado por uma fonte HP - modelo - 716B.

A seguir um isolador de ferrite (Narda - modelo - 1210) com isolação de 30 dB, permite proteger o klystron das ondas refletidas pelo sistema e não desejadas, permitindo uma maior estabilidade do gerador de microondas. Uma parte desta potência (20 dB) é desviada pelo acoplador direcional (Sivers Lab - modelo - PM 7250X) para medirmos a frequência da microonda. Essa frequência é lida no contador eletrônico (HP - modelo - 5245L) que possui uma unidade conversora de frequência (HP - modelo - 5255A), o que permite medir frequências de 20 Hz a 12,4 GHz com um erro de uma parte em 10^5 .

A potência do sinal é controlada através de um atenuador (Sivers Lab - modelo - PM 7101X), que permite uma atenuação de 0 a 60 dB do sinal incidente com uma precisão de 0,1 dB entre 0 e 10 dB; 1%, 2% e 3% da leitura nos intervalos de 10 a 40 dB, 40 a 50 dB e 50 a 60 dB (40).

FIG. 3.1 - Diagrama em blocos do arranjo experimental empregado nas medidas da perda de conversão do gerador de harmônicos e na calibração do frequencímetro.

A seguir uma fração do sinal (10 dB) é desviada por um acoplador direcional (Narda - modelo - 1070-10) para um T-Mágico (DMB - modelo - DBG-650). Este é usado para dividir a potência do sinal, de maneira que podemos medi-la, através do termistor (T_1) (HP - modelo - X486A), no medidor de potência (HP - modelo - 432A) e observá-la no osciloscópio (Tektronix - modelo - 7603), através do diodo detetor (Sivers Lab - modelo - PM 7195X).

O sinal propaga-se pelo guia de onda fundamental (Banda-X) do gerador de harmônicos e é transferido, através de um acoplador tipo "poste" ao diodo onde os harmônicos são gerados. Estes são conduzidos pelo mesmo acoplador ao guia de onda secundário (Banda-Ka), no qual a fundamental e o segundo harmônico são filtrados, visto que suas frequências estão abaixo da frequência de corte deste guia de onda.

Os sinais harmônicos restantes (terceiro, quarto e etc) propagam-se pela transição (DMB - modelo - DBCD-018) existente entre os guias de onda Ka e Q. A seguir o terceiro harmônico é filtrado pelo guia de onda de Banda-Q (que faz parte do frequencímetro da mesma banda) e os sinais do quarto harmônico e os de ordem superior são conduzidos por uma transição idêntica à primeira ao termistor (T_2) (HP - modelo - R486A) e sua potência medida no medidor de potência.

O medidor de potência utilizado permite medir potências de 1,0 μ W a 10 mW com precisão de 1% do fundo de escala em todas elas (41).

O frequencímetro (DMB - modelo - DBC 715-2) de Banda-Q usado é do tipo absorção, que através de seu guia de onda filtra o terceiro harmônico e além disto confirmava o quarto harmônico mesmo sem estar calibrado.

Como o guia de onda secundário do gerador de harmônicos e o termistor (T_2) são de Banda-Ka e o frequencímetro é de

Banda-Q, foi necessário utilizar transições entre estes guias de onda.

Para evitarmos reflexões devido a terminais em aberto, utilizamos terminações (PRD - modelo - 116A), que absorvem a energia incidente com um mínimo de reflexões.

3.2.1. Procedimento experimental

O primeiro passo é o ajuste do gerador de harmônicos para obter-se a maior potência do harmônico. Este ajuste é feito através dos curtos móveis existentes em ambos os guias de onda.

O quarto harmônico é confirmado através do frequencímetro de Banda-Q, o qual absorve potência de sinais cuja frequência esteja compreendida entre 33,0 e 50,0 GHz. A potência lida no medidor de potência passa por um mínimo, visto que o frequencímetro, quando sintonizado na frequência do sinal absorve potência do mesmo.

As potências dos sinais fundamental e harmônico foram medidas através dos termistores e do medidor de potência, e com estes dados a perda de conversão calculada.

Para verificação o procedimento foi repetido e assim o valor médio das potências, e conseqüentemente o da perda de conversão, como também sua repetitividade obtidos.

Foram tomadas precauções para evitarmos problemas de instabilidade em frequência e potência, o klystron era energizado três horas antes das medidas serem realizadas. Durante os testes se ocorria algum deste tipo de instabilidade, ela era contornada através do controle manual da voltagem do refletor do klystron.

Este procedimento foi realizado para frequências entre 8,5 e 8,7 GHz e diversos níveis de potência do sinal fundamental.

Os resultados são vistos nos gráficos: Potência Fundamental X Perda de Conversão e Potência Fundamental X Potência do Quarto Harmônico, que são mostrados no capítulo IV.

3.3. Medidas de isolação e perda de conversão do misturador de harmônicos.

O misturador é utilizado principalmente como conversor de frequências em receptores de microondas, sendo então necessário conhecer a relação entre os sinais de Oscilador-Local (OL), Rádio-Frequência (RF) e Frequência-Intermediária (FI).

Como foi definido no capítulo I, o parâmetro isolação determina a quantidade de potência de um sinal que incidindo em um terminal é detetado em outro terminal, assim a isolação entre os terminais OL e FI é dada por:

$$I_{OL-FI} = 10 \log \frac{P_{OL_1}}{P_{OL_3}}$$

onde P_{OL_1} é a potência do oscilador-local incidente em seu próprio terminal e P_{OL_3} a potência do oscilador-local detetada no terminal de frequência-intermediária.

No caso do misturador a perda de conversão relaciona as potências de RF e FI, e é dada por:

$$L = 10 \log \frac{P_{RF}}{P_{FI}}$$

O arranjo experimental usado para a medida destas quantidades é mostrado na figura 3.2, e seus componentes e funções descritos abaixo.

FIG. 3.2 - Diagrama em blocos do arranjo experimental para medidas da perda de conversão e isolação do misturador de harmônicos e na calibração do frequencímetro.

O equipamento da Banda-X, que neste caso será considerado como oscilador-local do misturador, foi descrito na seção anterior e também mostrado na figura 3.1.

O sinal de RF é gerado num klystron de Banda-Ka, Varian V-97, que oscila entre 34,0 e 35,6 GHz sendo sua potência máxima 10 mW. A voltagem de feixe é 400 V, a corrente máxima de feixe 50 mA e a voltagem do refletor varia de - 75 a - 225 V. A fonte usada é uma HP - modelo - 716B.

A seguir uma parte da potência (20 dB) é desviada pelo acoplador direcional (DMB - modelo - DBC - 630), a qual é controlada por um atenuador (DMB - modelo - DBC - 430) que permite uma atenuação máxima de 20 dB.

Este sinal é introduzido no terminal de RF (guia de onda de Banda-Ka) do misturador, o qual é transmitido ao diodo através do acoplador.

No diodo, são gerados os harmônicos dos sinais do OL e RF e também um batimento entre eles ocorre. Assim, o sinal de FI que é resultante do batimento entre o quarto harmônico do oscilador-local e do sinal de RF é conduzido ao seu terminal através do mesmo acoplador.

A potência do sinal de FI foi medida com o analisador de espectro (HP - modelo - 141T), que permite visualizar sinais cuja frequência esteja situada entre 0 e 1,25 GHz e com potências compreendidas entre 10 e - 72 dBm com precisão de 1,75 dB. Com o analisador também foi possível observar a pureza espectral do sinal. O medidor de potência (HP - modelo - 432A) não pode ser usado, visto que ele mede até 1,0 μ W, enquanto que a potência do sinal de FI é da ordem de 0,01 μ W.

A impedância do diodo na frequência de FI foi casada com o analisador de espectro através do casador de impedâncias descrito no capítulo II. O sinal DC, resultante da retificação

dos sinais do oscilador-local e rádio-frequência, foi bloqueado através de um capacitor cerâmico de 100 pF. Como a potência do sinal de FI é pequena, utilizamos um amplificador (Anzac - modelo - 108) com a banda passante de 5 a 300 MHz com 28 dB de ganho, para amplificar este sinal antes de introduzi-lo no contador eletrônico ou no osciloscópio.

Nas medidas de potências do oscilador-local no terminal FI foi usado um termistor (HP - modelo - 8478B) cuja montagem é do tipo coaxial.

3.3.1. Procedimento experimental

A maior potência do sinal de FI é obtida através do ajuste dos curtos móveis.

A potência do sinal de FI foi obtida com o analisador de espectro, enquanto que as potências dos sinais de RF e OL foram medidas com os termistores e o medidor de potência. Com os dados das potências de RF e FI a perda de conversão foi calculada.

Os dados obtidos foram verificados através da repetição do procedimento, e assim, o valor médio e a repetitividade das medidas foram conseguidos.

Para evitarmos instabilidades de frequência e potência, ambos os klystrons eram energizados três horas antes das medidas serem efetuadas. Durante estas, a potência e a frequência foram monitoradas através do osciloscópio e do contador eletrônico.

A verificação da ocorrência de algum deslocamento na frequência de FI, seu sinal era amplificado e lido no contador eletrônico; isto foi feito antes e após cada medida, sendo que o deslocamento máximo observado entre elas foi de 1,0 MHz, sua correção era realizada através do controle manual da voltagem do refletor do klystron do sinal de RF.

A medida de isolamento entre os terminais do OL e FI, foram realizadas com o sinal de RF totalmente atenuado. Medidas de potência nos terminais de OL e FI foram realizadas com termistores e medidor de potência.

A isolamento entre os terminais de OL e RF é infinita, visto que a frequência do OL está abaixo da frequência de corte do guia de onda do sinal de RF, o recíproco pode não ser verdadeiro, mas como não tínhamos uma transição entre os guias de onda de Bandas X e Ka não pudemos comprovar. Também não foi possível medir a isolamento entre os terminais de RF e FI, por não termos uma transição coaxial-guia de onda de Banda-Ka que possibilite medir a potência de RF no terminal de FI.

A linearidade entre as potências dos sinais de RF e FI foi verificada, a potência do OL foi mantida constante, enquanto a potência do sinal de RF variada. O procedimento deste caso é o mesmo da medida da perda de conversão.

Os resultados são vistos nos gráficos: Potência Fundamental X Perda de Conversão, Frequência Fundamental X Isolamento e Potência de RF X Potência de FI, que são mostrados no capítulo IV.

3.4. Aplicação - Calibração de um frequencímetro de Banda-Q

Este frequencímetro descrito na seção 3.2 não estava calibrado, isto é, não sabíamos a que frequência correspondia a leitura no micrômetro.

Com o gerador de quarto harmônico de Banda-X foi possível calibrá-lo no intervalo entre 33,4 e 40,0 GHz, visto que estas frequências são o quarto harmônico do intervalo 8,35 - 10,0 GHz. Com o misturador do quarto harmônico foi possível comprovar alguns pontos da calibração obtida com o gerador de harmônicos.

3.4.1. Procedimento experimental

O arranjo experimental utilizado para calibrar o frequencímetro usando o gerador de harmônicos é o mesmo mostrado na figura 3.1. Para obtermos frequências compreendidas entre 8,35 e 8,5 GHz o klystron V-58 foi substituído por um outro, também Varian VA-217H que oscila entre 8,3 e 9,6 GHz e com potência máxima de 500 mW.

O klystron de Banda-X era colocado para oscilar em determinada frequência, a qual era lida no contador eletrônico, o gerador de harmônicos era sintonizado até que o medidor de potência indicasse potência máxima. A cavidade do frequencímetro era então movimentada através do micrômetro e quando passavamos por sua frequência de ressonância esta absorvia potência do sinal do quarto harmônico, esta absorção era medida no medidor de potência, e a leitura efetuada no micrômetro. A confirmação desta leitura foi conseguida com a repetição do procedimento. A frequência harmônica era aquela lida no contador eletrônico multiplicada por quatro, isto significa que o erro cometido nesta frequência é de 4 partes em 10^5 .

Para frequências acima de 8,8 GHz o terceiro harmônico também está presente, sendo assim a potência medida é composta dos sinais dos terceiro e quarto harmônicos, mas a cavidade do frequencímetro absorve apenas potência do quarto harmônico e da mesma maneira a absorção da potência era confirmada.

Com o procedimento exposto acima foi possível calibrar o frequencímetro, de 33,4 a 40,0 GHz, com intervalos de 200 MHz.

A calibração efetuada com o gerador de harmônicos foi comprovada no intervalo compreendido entre 34,0 e 35,6 GHz com a utilização do misturador. O arranjo experimental usado é aquele mostrado na figura 3.2.

Neste procedimento, o sinal de FI era obtido da mesma forma que o apresentado na seção 3.3, este sinal era amplificado e introduzido no contador eletrônico. A voltagem do refletor do klystron de Banda-Q era regulada até que o contador indicasse uma frequência de FI igual a zero Hz, portanto a frequência deste klystron era igual a do quarto harmônico do de Banda-X, isto é noscalibravamos a frequência do sinal de RF através daquela do sinal do oscilador-local.

O sinal de RF era detetado pelo diodo detetor e visualizado no osciloscópio, portanto uma variação deste sinal era observada quando sintonizávamos o frequencímetro em sua frequência de ressonância, a leitura do micrômetro era feita no mínimo desta variação.

Para confirmar a leitura do micrômetro, o procedimento foi repetido e a frequência da FI observada continuamente no contador eletrônico para a verificação de algum desvio.

Os resultados obtidos são mostrados em um gráfico: Leitura do Micrômetro X Frequência que é mostrado no capítulo IV.

A figura 3.3 mostra o equipamento de microondas utilizado na caracterização do gerador e misturador de harmônicos construído, como também na aplicação efetuada.

3.5. Comentário sobre as medidas realizadas com o terceiro harmônico de Banda-X

Neste trabalho também realizamos medidas de potência com o gerador do terceiro harmônico de Banda-X, que são frequências compreendidas entre 24,6 e 37,2 GHz. Como o klystron de Banda-X utilizado opera entre 8,5 e 10,0 GHz, a banda do terceiro harmônico é reduzida para o intervalo 25,5 - 30,0 GHz. Em virtude de

FIG. 3.3 - Equipamento de microondas utilizado na caracterização do gerador e misturador de harmônicos que é visto em primeiro plano.

não dispormos de um klystron ou outra fonte que operasse nestas frequências e que simulariam o sinal de RF, medidas com o misturador do terceiro harmônico não foram efetuadas.

O procedimento experimental é o mesmo descrito para o quarto harmônico na seção 3.2. No arranjo experimental mostrado na figura 3.1, retiramos as transições e o frequencímetro de Banda-Q e montamos o termistor T_2 diretamente no guia de onda secundário (Banda-Ka).

Salientamos que estas medidas não são absolutas, visto que o quarto harmônico está presente. Podemos afirmar que a potência deste é baixa, pois quando sintonizamos os curtos móveis para obtermos maior potência de um harmônico os outros são desintonizados e conseqüentemente suas potências são diminuídas.

Se tivéssemos um filtro passa-baixa ou um filtro passa-banda, por exemplo uma cavidade ressonante do tipo transmissão, um destes seria montado na saída do guia de onda secundário e as medidas obtidas seriam absolutas.

Os resultados conseguidos são vistos nos gráficos: Potência Fundamental X Perda de Conversão e Potência Fundamental X Potência do Terceiro Harmônico, mostrados no capítulo IV.

CAPITULO IV

RESULTADOS E CONCLUSÕES

4.1. Introdução

Neste capítulo expomos os resultados experimentais da caracterização do gerador de terceiro e quarto harmônicos e misturador do quarto harmônico de Banda-X, como também da aplicação efetuada.

As curvas de potência e perda de conversão do terceiro e quarto harmônicos versus potência da fundamental, bem como a curva de isolamento (OL-FI) versus frequência da fundamental foram ajustadas pelo método dos mínimos quadrados.

Nossos resultados são confrontados e discutidos com aqueles existentes na literatura e concluimos que o gerador do terceiro e quarto harmônicos, como também o misturador do quarto harmônico de Banda-X construído é comparável aqueles.

4.2. Potência do terceiro e quarto harmônicos e perda de conversão do gerador de harmônicos

Nas figuras 4.1 e 4.2, respectivamente, estão representados os valores da potência e da perda de conversão do terceiro harmônico, ambos em função da potência do sinal fundamental e tendo como parâmetro a frequência da fundamental.

Na figura 4.1, a curva correspondente a frequência 8,8 GHz tem equação: $P_3 = 1,01 P_f^{1,3}$, enquanto que a curva cuja frequência é 10 GHz tem equação: $P_3 = 0,71 P_f^{1,4}$. A tangente destas curvas concordam com o resultado ($P_3 \propto P_f^{1,3}$) de Richardson (42). Nestas equações P_3 é a potência do terceiro harmônico em μW e P_f a potên

FIG. 4.1 - Potência do terceiro harmônico em função da potência do sinal fundamental, tendo como parâmetro a frequência fundamental.

(o) - 8,8 GHz e (•) - 10 GHz.

FIG. 4.2 - Perda de conversão do terceiro harmônico em função da potência do sinal fundamental, tendo como parâmetro a frequência fundamental. (○) - 8,8 GHz e (●) - 10 GHz.

cia da fundamental em mW.

Na figura 4.2, a equação da curva cuja frequência é 8,8 GHz é: $L = 29,6 - 2,8 \log P_f$; para a curva de frequência 10 GHz a equação é: $L = 31,6 - 4,2 \log P_f$. Onde L é a perda de conversão em dB e P_f a potência da fundamental em mW.

Os valores da potência e da perda de conversão do quarto harmônico em função da potência da fundamental e tendo como parâmetro a frequência do sinal fundamental, são mostrados nas figuras 4.3 e 4.4.

Na figura 4.3, a equação: $P_4 = 7,6 \cdot 10^{-4} P_f^{2,66}$ corresponde a curva cuja frequência é 8,5 GHz, enquanto a curva de frequência 8,7 GHz tem equação: $P_4 = 7,6 \cdot 10^{-4} P_f^{2,54}$. Onde P_4 é a potência do quarto harmônico em μW e P_f a potência do sinal fundamental em mW. A tangente destas curvas estão situadas entre os resultados de Nethercot ($P_4 \propto P_f^4$) (4) e Richardson ($P_4 \propto P_f^{1,5}$) (7).

Na figura 4.4, a curva de frequência 8,5 GHz tem equação: $L = 62,3 - 17,4 \log P_f$ e a equação: $L = 60,4 - 15 \log P_f$ corresponde a curva cuja frequência é 8,7 GHz. Nestas, L é a perda de conversão em dB e P_f a potência do sinal fundamental em mW.

4.3. Perda de conversão e isolamento do misturador do quarto harmônico

Nas figuras 4.5 e 4.6 mostramos os valores da perda de conversão em função da potência do oscilador-local, cuja frequência era 8,5 GHz, tendo como parâmetro a potência do sinal de rádio-frequência. A isolamento entre os terminais do oscilador-local e frequência-intermediária é mostrada em função da frequência do oscilador-local na figura 4.7. A equação desta reta é: $I = 20,35 + 0,3 F$, onde I é a isolamento e F a frequência em GHz.

A linearidade entre os sinais de rádio-frequência e

FIG. 4.3 - Potência do quarto harmônico em função da potência do sinal fundamental, tendo como parâmetro a frequência fundamental.

(o) - 8,5 GHz e (•) - 8,7 GHz.

FIG. 4.4 - Perda de conversão do quarto harmônico em função da potência do sinal fundamental, tendo como parâmetro a frequência fundamental. (o) - 8,5 GHz e (•) - 8,7 GHz.

FIG. 4.5 - Perda de conversão do misturador do quarto harmônico em função da potência do oscilador-local, tendo como parâmetro a potência da RF. A frequência da FI é 30 MHz. (o) - 1 μ W e (•) - 20 μ W.

FIG. 4.6 - Perda de conversão do misturador do quarto harmônico em função da potência do oscilador-local, tendo como parâmetro a potência da RF. A frequência da FI é 60 MHz. (o) - 1 μ W e (•) - 20 μ W.

FIG. 4.7 - Isolação entre os terminais de oscilador-local e frequência-intermediária em função da frequência do oscilador-local.

frequência-intermediária é mostrada nas figuras 4.8 e 4.9, tendo como parâmetro a potência do oscilador-local, sendo sua frequência 8,5 GHz.

A pureza espectral da frequência-intermediária em 30 e 60 MHz é observada nas figuras 4.10 e 4.11. Estas foram obtidas com potências dos sinais de RF e OL de 1,0 μ W e 100 mW, a frequência do OL era 8,5 GHz.

O sinal da frequência-intermediária, 30 e 60 MHz é mostrado nas figuras 4.12 e 4.13. Este sinal foi amplificado 28 dB e aplicado em uma carga de 50 Ω do osciloscópio.

4.4. Calibração do frequencímetro de Banda-Q

A figura 4.14 mostra a curva de calibração obtida para o frequencímetro de Banda-Q.

Na figura 4.15 mostramos os modos do klystron de Banda-X (traco superior) e do quarto harmônico desta banda (traco inferior). Nesta podemos observar as absorções provocadas pelos frequencímetros de Banda-X e Q. A absorção do frequencímetro de Banda-X na frequência de 8,7 GHz é visto em ambos os traços na mesma posição e a absorção do frequencímetro de Banda-Q, para melhor visualização foi deslocado para o centro do modo do quarto harmônico.

O arranjo experimental usado é mostrado na figura 3.1, no qual um frequencímetro de Banda-X foi introduzido entre o primeiro acoplador direcional e o atenuador, além disto o termistor T_2 foi substituído por um diodo detetor. A voltagem do refletor do klystron de Banda-X foi modulada por um sinal dente de serra e assim todo o modo pode ser observado.

FIG. 4.8 - Linearidade entre os sinais de RF e FI. A potência da FI em função da potência de RF, tendo como parâmetro a potência do oscilador-local. A frequência da FI é 30 MHz.
(●) - 20 dBm e (○) - 10 dBm.

FIG. 4.9 - Linearidade entre os sinais de RF e FI. A potência da FI em função da potência da RF, tendo como parâmetro a potência do oscilador-local. A frequência da FI é 60 MHz.
(●) - 20 dBm e (○) - 10 dBm.

FIG. 4.10 - Espectro da frequência-intermediária de 30 MHz. cada divisão horizontal e igual a 10 MHz e cada divisão vertical e igual a - 10 dBm.

FIG. 4.11 - Espectro da frequência-intermediária de 60 MHz. Cada divisão horizontal e igual a 20 MHz e cada divisão vertical e igual a - 10 dBm.

FIG. 4.12 - Sinal da frequência-intermediária de 30 MHz.

FIG. 4.13 - Sinal da frequência-intermediária de 60 MHz.

FIG. 4.14 - Curva de calibração do frequencímetro - DBC-715-2 de Banda-Q. (•) indicam os pontos obtidos com os dois métodos de calibração citados na seção 3.4.

FIG. 4.15 - Modo do klystron de Banda-X (traço superior) e o modo do quarto harmônico (traço inferior). Observe as absorções provocadas pelos frequen-
címetros de Banda-X (visto a direita em ambos os modos) e de Banda-Q (visto no centro do traço inferior).

4.5. Comparação entre o dispositivo construído e aqueles citados na literatura

O gerador do terceiro e quarto harmônicos construído é comparado na figura 4.16, que consiste em um gráfico da perda de conversão em função do número do harmônico, com o modelo teórico discutido na seção 1.3.3 e com similares descritos na literatura e em catálogos comerciais.

A curva (1) representa o resultado do modelo proposto por Page (20) para um gerador de harmônicos cujo elemento não-linear é um diodo a cristal, que neste modelo consiste de uma resistência não-linear.

A curva (2) representa os resultados de Grifone (5), o dispositivo construído por este autor e um gerador de harmônicos cujo circuito é altamente otimizado, cabe salientar que tal dispositivo não pode ser utilizado como misturador de harmônicos.

A curva (3) mostra os resultados obtidos neste trabalho.

A curva (4) exhibe os resultados de um gerador de terceiro e quarto harmônicos da indústria Demornay-Bonardi (42). Este dispositivo pode ser utilizado como misturador de harmônicos, mas não há dados sobre seu desempenho.

Os resultados de Richardson (43) são mostrados na curva (5); neste trabalho não há dados sobre o projeto do gerador de harmônicos, sendo apenas citadas as potências da fundamental, segundo e terceiro harmônicos.

Com os dados mostrados na figura 4.16. podemos dizer que o gerador de harmônicos construído é comparável àqueles.

O misturador do quarto harmônico de Banda-X é comparado a um misturador do terceiro harmônico da mesma banda, que é produzido pela indústria Hughes Aircraft Co. (44), cujo gráfico Perda de Conversão X Potência do Oscilador-Local é visto na figura 4.17.

FIG. 4.16 - Comparação entre o gerador do terceiro e quarto harmônicos construído, curva (3); o modelo teórico proposto por Page (20), curva (1); os resultados de Grifone (5), curva (2); da indústria Demornay-Bonardi (42), curva (4) e Richardson (43), curva (5).

10. Conversion Loss: Conversion loss (dB) versus L.O. power (dBm), with IF frequency as a parameter.

FIG. 4.17 - Perda de conversão do misturador do terceiro harmônico de Banda-X produzido pela indústria Hughes Aircraft Co.

Tal dispositivo é construído com técnica de microstripline e o elemento não-linear e um diodo Schottky com isto consegue-se uma perda de conversão mais baixa.

Comparando as figuras 4.5 e 4.17 encontramos para 100 mW (20 dBm) de potência do oscilador-local, as perdas de conversão de 28.5 dB e 17,1 dB, respectivamente. Podemos dizer que o misturador do quarto harmônico de Banda-X construído por nós é apenas dez vezes pior que o misturador do terceiro harmônico de Banda-X produzido pela Hughes.

Cabe salientar que utilizamos apenas um diodo neste trabalho sendo que os resultados aqui mostrados e comparados com aqueles da literatura, podem ser melhores ou piores quando um outro diodo for usado.

4.6. Conclusões

O dispositivo projetado e construído opera conforme as previsões e que em resumo tem as seguintes especificações:

1. Gerador do quarto harmônico

- frequência máxima - 49,6 GHz
- frequência mínima - 32,8 GHz
- potência do harmônico - $\approx 0,3$ mW

2. Gerador do terceiro harmônico

- frequência máxima - 37,2 GHz
- frequência mínima - 24,6 GHz
- potência do harmônico - $\approx 0,8$ mW

3. Misturador do quarto harmônico

- frequência de RF máxima - 49,6 GHz
- frequência de RF mínima - 32,8 GHz
- frequência-intermediária - 30 MHz
- isolamento dos terminais OL-FI - 23 dB
- perda de conversão - 28,3 dB

4. Misturador do terceiro harmônico

- frequência de RF máxima - 37,2 GHz
- frequência de RF mínima - 24,6 GHz

Outros dados não foram medidos

Com a comparação realizada na seção anterior podemos concluir que o dispositivo construído é comparável quando não superior aos descritos na literatura.

4.7. Sugestões para trabalhos futuros

Em primeiro lugar deve-se caracterizar melhor o dispositivo como gerador de harmônicos, isto pode ser conseguido utilizando-se como fonte fundamental um klystron X-13 da Varian que opera em toda a Banda-X e sua potência é 100 mW. Com estes dados pode-se verificar se a potência do harmônico e consequentemente a perda de conversão é ou não função da frequência fundamental.

Com relação ao misturador de harmônicos, deve-se caracterizar o dispositivo como misturador do terceiro harmônico, isto pode ser conseguido utilizando-se um klystron que opere na Banda-Ka. Além disto, deve-se caracterizar o misturador do quarto harmônico em toda a banda de trabalho.

Em termos de aplicações, deve-se testar o misturador do quarto harmônico como estabilizador de frequência de um klystron

de Banda-Q e o mesmo pode ser utilizado como frequencímetro de um espectrômetro de Ressonância Parmagnética Eletrônica (RPE) que operará na Banda-Q e será montado no Laboratório de Ressonância Magnética deste Departamento.

O dispositivo pode ser aplicado como gerador de microondas em experiências de RPE em amostras que tenham fortes absorções. Nestas, ele pode também ser utilizado como misturador na deteção superheterodina do sinal de RPE.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

1. Montgomery, C. G., Technique of microwave measurements, MIT Radiation Laboratory Series. McGraw-Hill Book Co., Inc., New York, 1947.
2. Torrey, H. C. & Whitmer, C. A., Crystal rectifiers, MIT Radiation Laboratory Series. McGraw-Hill Book Co., Inc., New York, 1948.
3. Gordy, W., Millimeter and submillimeter waves in physics, Proceedings of the Symposium on Millimeter Waves. Polytechnic Press of the Polytechnic Institute of Brooklyn, New York, 1959.
4. Nethercot Jr., A. H., IRE Trans. MTT-2, 17-20 (1954).
5. Grifone, L., La ric. scient. 24, 1870-79 (1954).
6. Johnson, C. M. & outros., Rev. of sci. inst. 25, 213-17 (1954).
7. Richardson, J. M. & outros., IRE Trans. MTT-5, 131-35 (1957).
8. Coleman, P. D. & outros., IRE Trans. MTT-7, 42-61 (1959).
9. Chang, K. K. N., RCA rev. 19, 455-64 (1958)
10. Ohl, R. S. & outros., Rev. of sci. inst. 30, 765-74 (1959).
11. Bauer, R. J. & outros., Proc. IEEE. 54, 595-605 (1966).
12. Schneider, M. V. & outros., Proc. IEEE. 58, 1402-04 (1970).
13. Schneider, M. V. & outros., Int. jour. of infrared and millimeter waves. 2, 15-22 (1981).
14. Goy, P., Int. jour. of infrared and millimeter waves. 3, 221-34 (1982).
15. Miller, S. E., Millimeter waves in communication, Proceedings of the Symposium on Millimeter waves. Polytechnic Press of the Polytechnic Institute of Brooklyn, New York, 1959.
16. Howes, M. J. & outros., Variable impedance devices. John Wiley & Sons, New York, 1978.

17. Kittel, C., Introducao à física do estado sólido. Guanabara
Dois, Rio de Janeiro, 1979.
18. Yepifanov, G., Physical principles of microelectronics. Mir
Publishers, Moscow, 1974.
19. Stokman, H., Jour. of appl. phys. 17, 110-20 (1946).
20. Page, C. H., Jour. res of the NBS. 56, 179-82 (1956)
21. Page, C. H., Proc. IRE. 46, 1738-40 (1958).
22. Manley, J. M. & Rowe, H. E., Proc. IRE . 44, 904-13 (1956).
23. Leeson, D. B. & Weinreb, S., Proc. IRE. 47, 2076-84 (1959).
24. Utsunomiya, T. & Yuan, S., Proc. IRE. 50, 57-65 (1962).
25. Leeson, D. B. & Uhler Jr, A., Proc. IRE. 47, 1724-29 (1959).
26. Pollack, H. W. & Engelson, M., Microwave jour. 72-78 (12/1962).
27. Engelson, M., Circuit concepts. Tektronix Inc., Beaverton,
1969.
28. Moreno, T., Micorwave transmission design data. Sperry
Gyroscope Co., Boston, 1944.
29. Reich, H. J. & outros., Microwave theory and techniques. Van
Nostrand, New York, 1953.
30. Poole Jr., C. P. Electron spin resonance. John Wiley & Sons,
New York, 1967.
31. Ishii, T. K. Microwave engineering. The Ronald Press Co.,
New York, 1966.
32. Very High-Frequency Techniques, Radio res. lab. Harvard
University, McGraw-Hill Book Co., Inc., New York,
1947.
33. Tellegen, B. D. H., Philips res. rep. 3, 81-101 (1948).
34. Hogan, C. L., B.S.T.J. 31, 1-31 (1952).
35. Davies, J. B., Philips res. rep. 15, 401-32 (1960)
36. Montgomery, C. G. & outros., Principles of microwave circuits,
MIT Radiation Laboratory Series. McGraw-Hill Book
Co., Inc., New York, 1948.

37. Huggins, W. H., Proc. IRE. 35, 906, 1085, 1324 (1947).
 38. Przedpelski, A. B., Electronic design. 5, 54 (1978).
 39. Antena, 74, 33 (1975).
 40. Catalogo Philips, 1979.
 41. Manual do medidor de potencia HP modelo 432A.
 42. Catalogo Demornay-Bonardi, 1975.
 43. Richardson, J. M. & Faris, J. J., IRE Trans. MTT-5, 208-12
(1957)
 44. Manual do harmonic mixer model 44909H-001, Hughes Aircraft
Co., 1980.
-