

## DESENVOLVIMENTO DE UM ANALISADOR DE HARMÔNICAS

ALFREDO MARTINI JÚNIOR & HAROLDO RODRIGUES DE AZEVEDO

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA - CETEC

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

38.400 - UBERLÂNDIA - M.G. - BRASIL

### RESUMO

O trabalho apresenta o projeto e a construção de um instrumento destinado a medir a amplitude de cada componente harmônica presente em um sinal elétrico, cuja fundamental tenha uma frequência situada em torno de 60 Hz. O circuito é analógico, baseado na configuração superheterodina, o que possibilita o emprego de apenas um filtro passa faixa.

Os resultados obtidos a partir de um protótipo experimental permitem mostrar que o aparelho é viável em termos de aplicação industrial, apresentando as vantagens: simplicidade de construção, baixo custo, facilidade de operação, etc.

### 1. INTRODUÇÃO

O interesse no desenvolvimento de um equipamento como o analisador de harmônicos, surgiu em face do crescente aumento em número e porte das cargas elétricas não lineares de indústrias e concessionárias de energia.

Essas cargas são fontes de harmônicas, que uma vez presentes no sistema elétrico necessitam ser minimizadas. Para esse propósito é extremamente relevante que os níveis dessas componentes harmônicas sejam medidos diretamente através de um instrumento apropriado, fornecendo dados realísticos e atualizados para os projetos que visam a implantação de filtros nos sistemas elétricos.

É importante ressaltar, ainda, que a presença de componentes harmônicos nas redes, pode ocasionar uma série de efeitos nocivos como: interferência em circuitos de comunicação, sobrecorrente em bancos de capacitores, ressonância entre transformadores e capacitores, aumento das perdas em cargas industriais, alteração no desempenho de aparelhos eletrônicos de medida e comando, etc.

### 2. FONTES DE HARMÔNICAS

Dentre as cargas elétricas geradoras de harmônicas em um sistema elétrico, disserta-se brevemente sobre as mais comuns.

#### 2.1 - O TRANSFORMADOR COMO GERADOR DE HARMÔNICOS

A característica não linear do circuito magnético do transformador origina uma corrente de magnetização  $i_0$ , cuja forma de onda não senoidal leva à geração de harmônicos ímpares. Desses harmônicos o mais crítico é o 3º.

Considerando-se que a componente fundamental da corrente a vazio é da ordem de 1 a 5% da corrente nominal do transformador, pode-se concluir que o efeito dos harmônicos correspondentes é reduzido a níveis bem baixos.

No passado, tanto os transformadores como os geradores eram considerados como grandes fontes de harmônicos. Os geradores, por motivos semelhantes ao transformador, tem seus níveis harmônicos praticamente desprezíveis, quando à plena carga.

#### 2.2 - OS SISTEMAS DE CONVERSÃO ESTÁTICA COMO FONTES DE HARMÔNICOS

A característica básica da operação dos diodos e tiristores é conduzir a corrente em apenas um sentido, bloqueando-a no outro. Os circuitos que utilizam estas características são denominados conversores estáticos controlados e não controlados. Com o auxílio destes dispositivos a energia elétrica pode ser convertida de quatro formas distintas.

A conversão da corrente alternada em corrente contínua pode ser obtida com circuitos a diodos denominados retificadores não controlados. Desta forma obtém-se na saída do conversor um nível médio fixo de tensão contínua, se a entrada também for constante. Com retificadores controlados, pode-se obter a partir de uma tensão alternada constante, uma tensão contínua variável desde zero até um valor máximo.

Uma segunda forma de conversão de energia é a de transformar tensão contínua em contínua, em vários níveis. Esta técnica envolve novamente os semicondutores levando a dispositivos bastante funcionais e simplificados. Estes circuitos são denominados por CHOPPER ou RECORTADORES.

A terceira forma, que é a inversão, é caracterizada pela transformação de uma tensão contínua em alternada. Uma das concepções deste sistema é de se definir uma tensão e frequência através do próprio inversor. Por outro lado, existe também uma inversão em que a tensão e frequência são definidas pelo sistema alimentador em c.a..

O último tipo de conversão, denominado por regulador c.a. ou gradador, tem por função transformar tensão c.a. em c.a. com tensão controlada a partir de um valor máximo. Esta técnica, muito atrativa, também utiliza os semicondutores, encontrando aplicações industriais e nos compensadores estáticos de potência reativa.

Todos estes conversores citados, constituídos por semicondutores, apresentam vantagens em termos de espaço físico, insta-

lação, tempo de resposta e manutenção. Entre tanto, como maior inconveniente, todos se caracterizam como cargas geradoras de harmônicos.

### 2.3 - OUTRAS CARGAS GERADORAS DE HARMÔNICOS

Os componentes e cargas elétricas citados anteriormente são as de uso mais difundido atualmente que causam geração de harmônicos. Todos oferecem um tratamento matemático bem preciso.

Existem outras não menos importantes, como o caso dos fornos a arco, que embora sejam menos utilizadas, podem causar grandes distúrbios no sistema elétrico devido aos altos níveis de corrente que solicitam.

### 3. MEDIÇÃO DE HARMÔNICAS - CONSIDERAÇÕES TECNOLÓGICAS

Um equipamento que possibilite a medição de componentes harmônicos, pode ser implementado a partir de dois princípios distintos. O primeiro seria o princípio analógico, utilizado nesse trabalho, e o segundo, o princípio digital. O princípio analógico pode ser desenvolvido seguindo três tendências distintas. O método que utiliza banco de filtros, figura 1, necessita de um número muito grande de filtros estáveis sintonizados individualmente para diferentes frequências centrais como forma de cobrir toda a faixa de frequência desejada. O analisador heterodino, que será desenvolvido neste trabalho e descrito no item 4. Um terceiro método utiliza o sistema de realimentação de nominado Phase - Locked - Loop (PLL) que envolve uma maior complexidade no seu tratamento e conseqüentemente maior sofisticação em sua construção e ajuste.

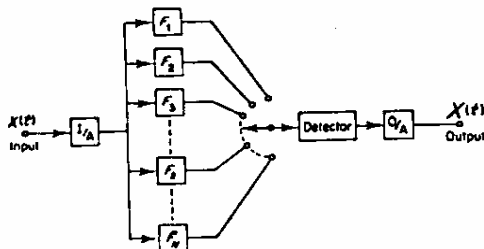


Figura 1 - Analisador de harmônicas com banco de filtros.

O princípio digital exibe muitas vantagens sobre o analógico, tais como:

- possibilidade de medição simultânea de todas as componentes harmônicas;
- erros significativamente menores; etc...

Mas, o desenvolvimento de princípios digitais envolve uma complexidade relevante associada a um alto custo, o que dependendo da aplicação que venha a ser dada ao aparelho, pode tornar-se desnecessário. Em situações em que altos índices de precisão e rapidez sejam necessários é conveniente e indicada a sua utilização.

### 4. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

A figura 2 apresenta, em diagrama de blocos, o aparelho destinado à medição de harmônicas.

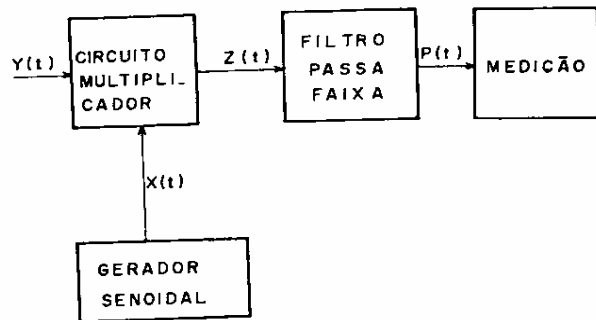


Figura 2 - Diagrama de blocos simplificado do analisador de harmônicas.

Seja  $Y(t)$  o sinal periódico a ser analisado. Matematicamente, este sinal pode ser decomposto pela série de Fourier em componentes de múltiplas frequências:

$$Y(t) = Y_0 + \sum_{n=1}^{\infty} Y_n \sin(n\omega t + \phi_n) \quad (1)$$

Na prática observa-se que, na maioria dos casos, os harmônicos de menor ordem é que são mais significativos em termos de amplitude, e portanto são os mais desejados para medição e estudo da forma de onda analisada.

O sinal a ser analisado passa por um processo de amplificação ou atenuação linear, de modo a se obter um sinal  $Y(t)$  correspondente, cuja amplitude tem um valor adequado que pode ser aplicado na entrada do circuito multiplicador.

Com o sinal já previamente calibrado em amplitude, no multiplicador é feito o produto do sinal  $X(t)$  pelo sinal  $Y(t)$ . O sinal  $X(t)$  é conhecido e produzido por um gerador de sinal de frequência variável de amplitude rigorosamente constante, na forma:

$$X(t) = X \sin(\Omega t + \theta) \quad (2)$$

Dessa forma, cada componente harmônica do sinal  $Y(t)$  será multiplicada por  $X(t)$ . Assim, na saída do multiplicador teremos:

$$Z(t) = X(t) \cdot Y(t) = X \sin(\Omega t + \theta) \cdot [Y_0 + \sum_{n=1}^{\infty} Y_n \sin(n\omega t + \phi_n)] \quad (3)$$

$$Z(t) = XY_0 \sin(\Omega t + \theta) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{XY_n}{2} \cdot [\cos[(\Omega - n\omega)t + (\theta - \phi_n)] -$$

$$- \cos[(\Omega + n\omega)t + (\phi_n + \theta)] \quad (4)$$

De todas as parcelas cuja adição resulta  $Z(t)$ , uma e somente uma terá frequência de oscilação igual a  $f_0$ , frequência de ressonância do filtro passa-faixa de alta seletividade.

Assim, somente ela passará pelo filtro e será medida no estágio final. Todas as outras, devido à seletividade do filtro passa-faixa, serão atenuadas, e excluídas na medição. Logo, através da variação de  $\Omega$ , frequência de  $X(t)$ , pode-se obter a amplitude da  $n$ -ésima harmônica do sinal  $y$ , que possui a frequência angular  $n\omega$ , pois o produto  $X(t) \cdot Y(t)$  tem amplitude proporcional à amplitude da componente que está sendo amostrada já que  $X$  é mantida constante.

### 5. ESCOLHA DA FREQUÊNCIA CENTRAL DO FILTRO

Muitos fatores limitaram a escolha da frequência do filtro passa-faixa a ser adotada, e cada um deles mereceu uma cuidadosa avaliação.

Num primeiro passo levou-se em conta a ordem de grandeza da frequência, optando-se posteriormente por trabalhar-se com baixas frequências. A justificativa para tal escolha baseia-se nos seguintes itens:

- a) - os problemas tradicionalmente conhecidos que existem ao se trabalhar com altas frequências;
- b) - definimos o fator de mérito como:

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (5)$$

onde  $f_0$  é a frequência central e  $\Delta f$  a banda de passagem. É evidente que com uma mesma banda de passagem previamente definida, um valor menor de  $f_0$  leva a um "Q" de menor valor. Ou seja, podemos trabalhar com valores menores de "Q" sem perdermos em seletividade. Isto facilita a realização prática do filtro. Outrossim, filtros com alto fator de mérito tornam-se sensíveis à qualquer pequena variação de frequência, dificultando posteriormente a leitura.

#### 5.1 - SOBREPÓSICÃO DE HARMÔNICAS

Definida a ordem de grandeza da frequência, outra consideração deveria ser feita: existe a possibilidade de uma mesma componente harmônica se sobrepor conjuntamente na saída com outra componente diferente.

Essa questão fica bem clara com o desenvolvimento a seguir:

$$Z(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{X \cdot Y_n}{2} \cdot [\cos(n\omega - \Omega)t - \cos(n\omega + \Omega)t] \quad (6)$$

Simplificadamente esse é o sinal presente na saída do multiplicador. Das parcelas que resultam  $\cos(n\omega + \Omega)t$ , todas podem ser desprezadas, visto que sempre estarão com frequências acima da frequência central,  $f_0$ , do filtro. Logo, somente a parcela relativa à diferença de frequências conseguirá passar pelo filtro de acordo com o valor do gerador variável ( $\Omega$ ).

Portanto:

$$|n\omega - \Omega| = \omega_0 ; \quad \omega_0 = 2\pi f_0 \quad (7)$$

desenvolvendo:

$$n^2 \omega^2 - 2n\omega\Omega + \Omega^2 = \omega_0^2 \quad (8)$$

$$\Omega^2 - 2n\omega\Omega + (n^2 \omega^2 - \omega_0^2) = 0 \quad (9)$$

$$\Omega = n\omega \pm \omega_0 \quad (10)$$

ou seja, cada harmônica é amostrada na saída do filtro em duas frequências diferentes do gerador de frequência variável, por exemplo:

$$n = 1 \text{ (1ª harmônica)}$$

$$\Omega_1 = \omega + \omega_0$$

$$\Omega_2 = \omega - \omega_0 ; \text{ com } \Omega > 0$$

Para se obter então frequências em que isso não ocorresse, fez-se o gráfico, da figura 3. Exemplificando para ilustrar: caso a frequência escolhida para o filtro fosse  $f_0 = 150$  Hz, nota-se da figura 3 que haveria sempre duas harmônicas sobrepostas na saída, cuja diferença entre a frequência da harmônica e a frequência do gerador, seria em módulo a mesma.

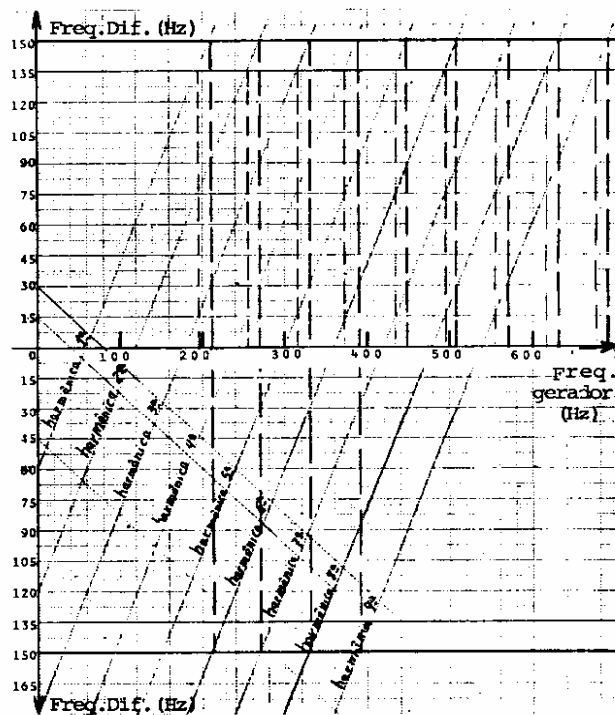


Figura 3 - Gráfico ilustrativo.

#### 5.2 - MARGEM DE SEGURANÇA

Outra consideração na escolha da frequência relacionou-se ainda com esses sinais espúrios do item 5.1. Observe a tabela I abaixo, agora com a frequência exemplificada de 160 Hz.

Frequência do gerador (Hz)	Ordem da harmônica	Frequência da harmônica (Hz)	Frequência de diferença (Hz)
220	1ª	60	160
260	7ª	420	160
280	2ª	120	160

Tabela I - Tabela ilustrativa

Nota-se que o intervalo entre a frequência do gerador em que aparece a 1ª harmônica, 220 Hz e a frequência que aparece a 7ª harmônica, 260 Hz, é de 40 Hz, ou percentualmente em relação à menor frequência, 18,2%. Mas, a diferença entre a frequência do oscilador que leva à 7ª harmônica, 260 Hz, e a que leva à 2ª harmônica, 280 Hz, é de apenas 20 Hz ou 7,7%.

A melhor solução estaria em enquadrar a frequência da harmônica indesejável no centro do intervalo onde ela aparece, mantendo-se uma diferença de 30 Hz de segurança para cada harmônica superior ou inferior.

### 5.3 - A ESCOLHA DA FREQUÊNCIA

A frequência que satisfaz todas as condições impostas foi então escolhida: 135 Hz. Ainda é necessário salientar que existem outras frequências que satisfazem todas as condições, tendo elas a forma:

$$f = 135 + K \cdot 60 \text{ (Hz)} \quad (11)$$

onde K é inteiro e deve assumir apenas valores que não tornem "f" uma alta frequência.

A escolha por 135 Hz teve um aspecto particular e nada justifica essa ou outra escolha dentro da equação 11.

Para esclarecer melhor o comentário das frequências, mostra-se a tabela II, onde fica devidamente justificado o fato de se poder desprezar as parcelas com termos  $\cos(n\omega + \Omega)t$ .

### 6. O MULTIPLICADOR

Para desempenhar o papel de multiplicador foi empregado o circuito integrado 1495. Esta escolha deveu-se à sua já conhecida utilização e ao seu excelente desempenho em circuitos anteriormente montados, assim como por ser um multiplicador de quatro quadrantes, requisito indispensável para o perfeito funcionamento do aparelho. A figura 4 apresenta o circuito completo da etapa multiplicadora.

Outras características importantes deste integrado são:

- Ampla largura de faixa de frequência

	Ordem da Harmonica										
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Freq. da harmônica (Hz)	60	120	180	240	300	360	420	480	540	600	660
Diferença $n\omega - \Omega$ (Hz)	135	135	135	135	135	135	135	135	135	135	135
Soma $n\omega + \Omega$ (Hz)	255	375	495	615	735	855	975	1095	1215	1335	1455
Freq. do gerador ( $\Omega$ ) (Hz)	195	255	315	375	435	495	555	615	675	735	795

Tabela II - Tabela demonstrativa

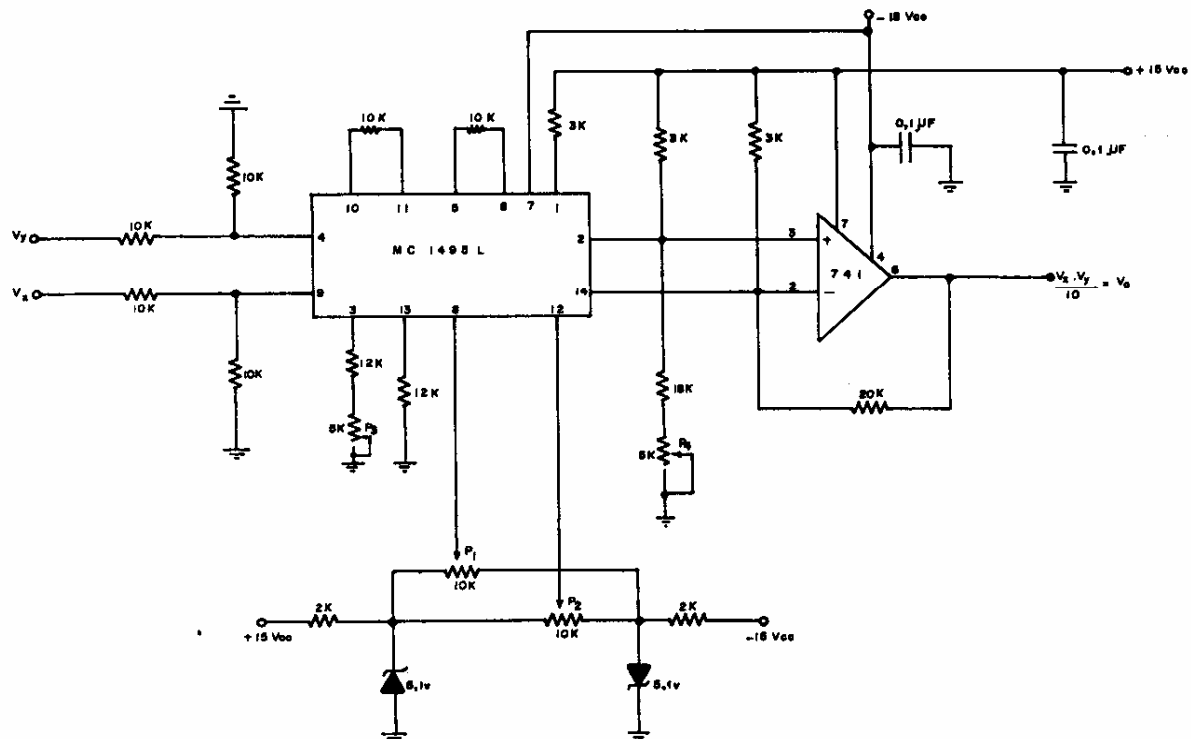


Figura 4 - Diagrama elétrico do circuito multiplicador

- Excelente linearidade - 2% máximo erro na entrada X; 4% máximo erro na entrada Y
- Fator de escala ajustável
- Excelente estabilidade com temperatura
- Larga faixa de tensão de entrada ( $\pm 10V$ )
- Tensão de alimentação;  $\pm 15V$

O circuito mostrado na figura 4 pode ser usado para multiplicar sinais desde D.C. até 100 KHz. Os níveis de entrada no multiplicador são limitados a  $\pm 10V$  quando utilizado o divisor resistivo de tensão.

### 7. FILTRO PASSA FAIXA

Dentre diversos tipos de filtro passa faixa, optou-se pelo circuito descrito no item (5) da bibliografia.

Este filtro se baseia nas propriedades do girador e permite a obtenção de um alto fator de mérito.

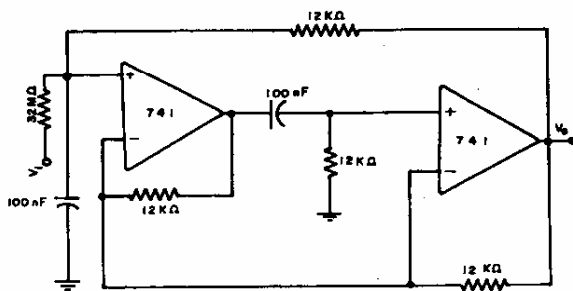


Fig. 5 - Diagrama elétrico do circuito do filtro passa faixa.

Feita a montagem, cujo circuito vem mostrado na figura 5, passou-se para uma fase de testes. O filtro funcionou adequadamente, verificando-se apenas, em sua saída, uma assimetria com relação ao eixo da frequência central. Notou-se com isso que existiu uma atenuação mais rápida para frequências menores que 135 Hz. Para melhorar seu desempenho foi colocado um filtro passa-baixa associado em cascata ao filtro passa-faixa, como mostra a figura 6.

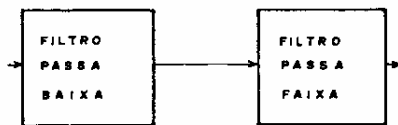


Fig. 6 - Diagrama de blocos do filtro

O filtro passa-baixa utilizado (4) tem seu circuito mostrado na figura 7.

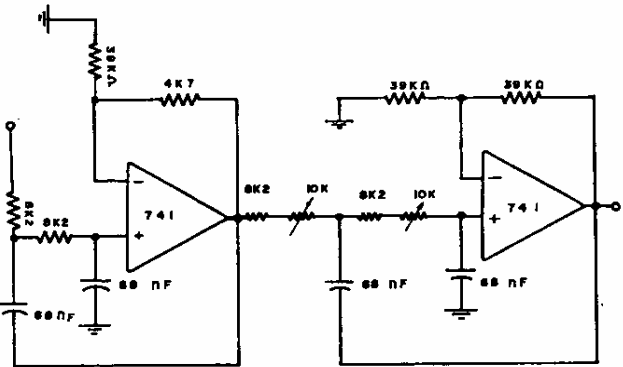


Fig. 7 - Diagrama elétrico do circuito do filtro passa-baixa.

A figura 8 apresenta a curva característica do filtro resultante. Observa-se um grau de simetria adequado. O fator de mérito conseguido foi:

$$Q = \frac{135}{136,8 - 133,2} = 37,5$$

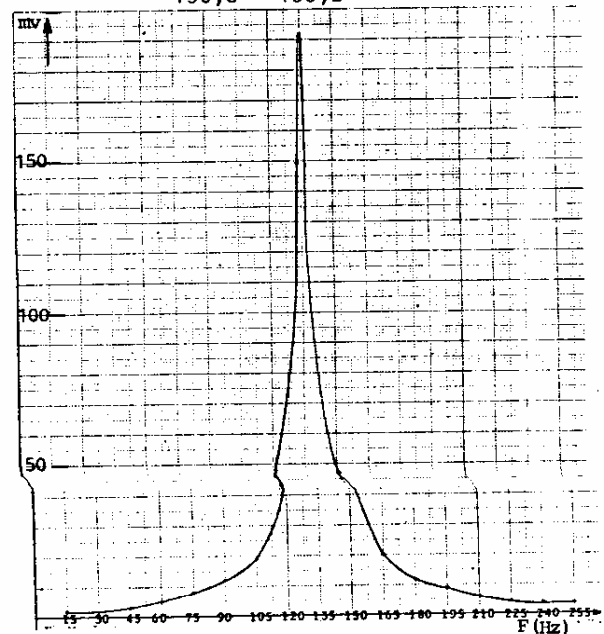


Figura 8 - Resposta, em função da frequência dos filtros associados.

### 8. CIRCUITOS ACESSÓRIOS

Durante o desenvolvimento do analisador de harmônicas apareceram situações que não estavam previstas no projeto inicial.

Verificou-se ser necessária a colocação de uma etapa amplificadora para tornar o aparelho mais versátil, trabalhando com uma gama maior de tensões de entrada. Do ponto de vista laboratorial, a etapa amplificadora tornou-se mais aconselhável visto que trabalhávamos com sinais de pequena amplitude. Já do ponto de vista industrial tornou-se posteriormente necessária a colocação de um sistema de seleção que possibilita a escolha por uma amplificação ou uma atenuação do nível de tensão da entrada, visto que poderão ocorrer tensões a serem analisadas,

com níveis superiores aos aceitáveis pelos circuitos que compõem o analisador.

Com a etapa amplificadora pretende-se conseguir um nível suficiente para excitar o circuito multiplicador sem ultrapassar seu limite de entrada. O circuito que define o nível em que o sinal se encontra foi chamado detector de nível, cuja função é possibilitar que a tensão que chega ao multiplicador seja controlada e mantida dentro de uma faixa bem determinada.

O circuito funciona amplificando de forma variável o sinal a ser analisado e comparando em seguida, através de tensões de referência de diodos zener, se o nível de tensão se encontra entre 5 V e 10 V, tanto no semiciclo positivo como no semiciclo negativo, visto que poderão ocorrer sinais assimétricos em amplitude. Isto será indicado por leds que sinalizam a passagem do nível de entrada por valores superiores ou inferiores aos permitidos.

No projeto inicial previa-se apenas a necessidade de um amplificador que proporcionasse um ganho ao sinal multiplicado quando este possuísse pequena amplitude. Durante o desenvolvimento do aparelho observou-se ser necessária a colocação de um circuito sinalizador que permitisse detectar níveis de tensão acima de + 14,5 V que provocassem a saturação dos operacionais componentes do filtro, permitindo assim que se pudesse ter um controle sobre o seu ganho obtendo sempre a máxima resposta possível do filtro, sem distorções. Verificou-se ser necessária também a colocação de um amplificador do sinal de saída do filtro afim de superar a atenuação imposta pelo circuito mesmo na banda de passagem, conseguindo-se assim maior flexibilidade quanto à instrumentação a ser utilizada na medição do sinal obtido e maior capacidade de varredura no domínio da frequência.

Outro circuito que poderia ser utilizado, na entrada do aparelho, seria o circuito derivador. Teria a função de amplificar gradualmente as harmônicas presentes no sinal. À medida que a ordem da harmônica aumentasse o seu fator de multiplicação também aumentaria, possibilitando que harmônicas de maior ordem tivessem amplitudes consideráveis. Não foi possível entretanto testar o comportamento desse circuito, mas pode-se prever que seria de grande apoio às demais etapas do aparelho, com única ressalva quanto à amplificação indesejável de sinais de alta frequência (ruído) que deveriam ser filtrados posteriormente.

Na fase de ensaios foi observada uma certa dificuldade quando do ajuste do gerador de sinal. Na passagem pelas diversas componentes harmônicas o ponto de máxima amplitude identificaria o valor desejado para medida, já que corresponderia à frequência central de 135 Hz do filtro. Essa passagem por máximo tornou-se de difícil percepção e medição devido a alta sensibilidade dos circuitos envolvidos. Para resolver tal problema utilizou-se do circuito detector de pico da figura 9.

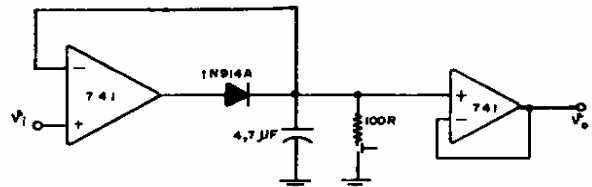


Fig. 9 - Diagrama elétrico do circuito detector de pico.

Na construção do detector de pico utilizou-se amplificadores operacionais de alta impedância de entrada, isto é, os J-FET, para que o sinal ficasse armazenado durante um tempo muito maior, e não houvesse erro nas medidas. A chave em paralelo ao capacitor é utilizada para zerá-lo ao executar-se uma nova leitura.

Com os circuitos acessórios que chegaram a ser utilizados o diagrama de blocos fica da forma mostrada na figura 10.

## 9. ENSAIO

Para o ensaio do analisador utilizou-se a configuração indicada pelo diagrama de blocos da figura 11.

A onda quadrada foi utilizada como sinal a ser analisado, uma vez que era de fácil acesso aos aparelhos geradores e as amplitudes de suas componentes harmônicas são facilmente obtidas.

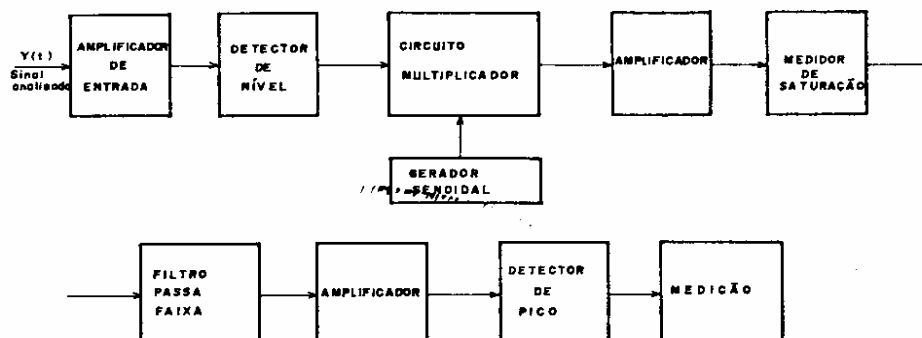


Figura 10 - Diagrama de blocos do circuito final implementado.

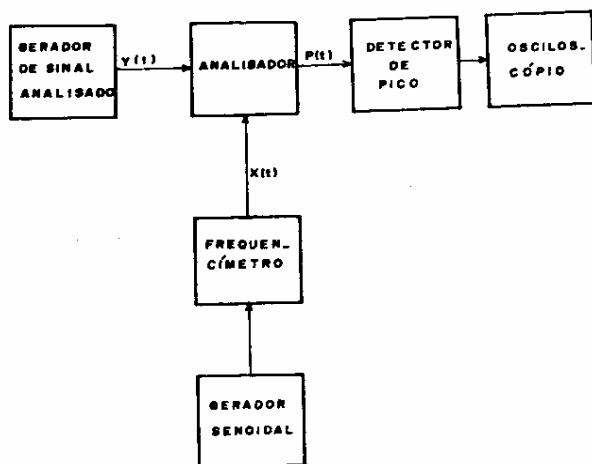


Fig. 11 - Disposição geral da montagem para ensaio do analisador de harmônicas.

A tabela III apresenta os resultados obtidos.

Harmônica	Freq. da harmônica	Freq. do gerador	V% (Teórico)	V% (Prático)
1	60	195	100	100
3	180	315	33,33	32,5
5	300	435	20,00	21,25
7	420	555	14,29	15,00
9	540	675	11,11	12,00
11	660	795	9,09	8,25
13	780	915	7,7	7,5
15	900	1035	6,67	7,5
17	1020	1155	5,88	7,5
19	1140	1275	5,26	5,5

Tabela III - Valores obtidos do ensaio para a onda quadrada.

#### 10. CONCLUSÕES

No desenvolvimento do aparelho ficou claro que há certas vantagens que devem ser ressaltadas.

A simplicidade do circuito permite que seu custo seja baixo e que os componentes empregados em sua construção sejam de fácil obtenção.

Destaca-se, também, a facilidade de operação no manejo do analisador.

Outro fator verificado durante a fase final de construção foi a facilidade de calibração do aparelho, a qual se restringiu principalmente, ao ajuste do multiplicador e da frequência central do filtro passa faixa.

Por outro lado, é conhecido que o aparelho oferece limitações, uma vez que o mesmo não possibilita a medição do ângulo de fase das componentes harmônicas e não é

capaz de fazer a leitura simultânea de duas ou mais harmônicas.

#### BIBLIOGRAFIA

- [1] - CORCORAN, George F.; KERCHNER, Russel M. - "Circuitos de corrente alternada" - Editora Globo. 3ª edição - 1977.
- [2] - OLIVEIRA, José Carlos de; OLIVEIRA, Aloísio de; PIRES, Francisca Aparecida de Camargo; BRONSEADO, Herivelto Souza; DECKMANN, Sigmar - "Cargas Elétricas Especiais" - Apostila utilizada pelo Departamento de Engenharia Elétrica da U.F.U. no curso oferecido à Eletrobrás - 1986.
- [3] - MILLMAN, Jacob; HALKIAS, Christos C. - "Eletrônica" - Volumes 1 e 2 - Editora McGraw Hill do Brasil Ltda. - 1981.
- [4] - LANCASTER, Don - "Active Filter Cookbook" - Howard W. Sams & Co., Inc. - Indianapolis, Indiana - 1979.
- [5] - MONI, R. S.; RAO, K. Radha Krishna; REDDY, M. A. - "Analysis of a High-Quality Gyrator Filter" - IEEE Transaction on Circuits and Systems, Vol. CAS-28, Nº 4 - p.p. 342-345 - Abril 1981.
- [6] - ARRILLAGA, J., BRADLEY, D. A.; BODGER, P. S. - "Power System Harmonics" - John Wiley & Sons Ltda - 1985.