

2ª PARTE

ANÁLISE DE INVERSORES DE POTÊNCIA SENOIDAIS

Capítulo III

Análise de Inversores Senoidais Ressonantes

1-**OBJETIVO**: Determinar as principais formas de onda das tensões e correntes envolvidas na operação de inversores senoidais ressonantes monofásicos e a distorção harmônica de sua tensão de saída em diversas situações de carga.

2-**INTRODUÇÃO TEÓRICA**: Um inversor é um sistema eletrônico cuja função é transformar uma tensão DC em um tensão AC, geralmente senoidal. Entre as várias topologias de circuito existentes, estudaremos somente a ponte completa (“full bridge”), visto que embora seja a de maior custo é a que resulta em melhor performance.

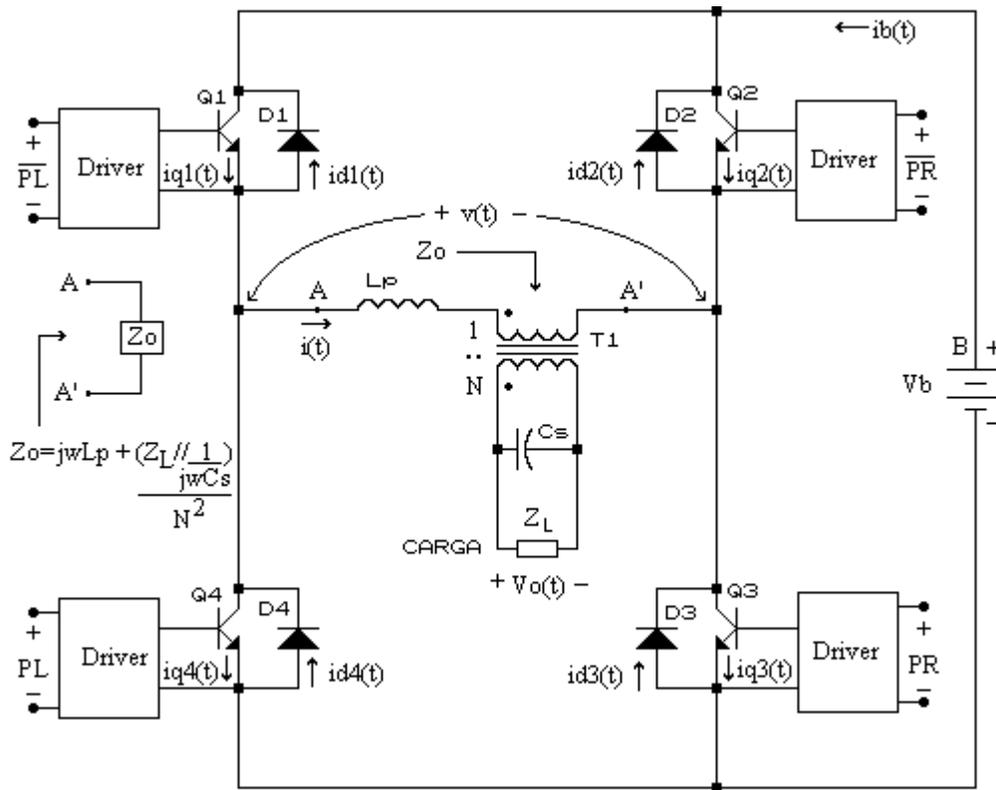


FIGURA 1: Circuito básico de um inversor em ponte completa. Cada circuito driver é um amplificador com entrada de tensão e saída de corrente. A corrente de saída de cada driver deve ser suficiente para saturar o transistor comutador por ele excitado.

2.1 - ESPECIFICAÇÕES DE PERFORMANCE OPERACIONAL:

-**Valor nominal RMS da tensão de saída $V_o(t)$** : É o valor eficaz da tensão $V_o(t)$ que deve ser esperado quando o inversor opera sob condições nominais de carga e de tensão de alimentação DC V_b . $V_o(rms)_{nom}$ deve ser compatível com a tensão nominal de alimentação da carga. Normalmente este valor será 127Vrms (usualmente com frequência $f_o=60Hz$).

-**Potência nominal**: É a potência (W) que o inversor tem condições de entregar para a carga para um determinado fator de potência da carga. Assim podemos ter um inversor para alimentar uma carga de 10kW $\cos\phi$ 0.8 atrasado, ou sendo a carga especificada em kVA, 12.5kVA $\cos\phi$ 0.8 atrasado.

-Regulação estática: Limites percentuais em torno do valor $V_o(\text{rms})_{\text{nom}}$ correspondente a uma determinada variação percentual na tensão de alimentação V_b e/ou na potência solicitada pela carga. Exemplo: Um inversor cuja $V_o(\text{rms})_{\text{nom}}$ é 127V com regulação estática de 5% para $V_b=72V \pm 10\%$ e carga variando de 1kVA $\cos\phi$ 0.98 atrasado a 10kVA $\cos\phi$ 0.85 atrasado terá sua tensão de saída mantida dentro dos limites 120.65Vrms a 133.35Vrms desde que a tensão de alimentação V_b e a carga não saiam fora dos limites pré-estabelecidos.

-Tempo de resposta: Tempo que o controlador do inversor (devido ao atraso do filtro, etc...) demora para trazer o valor da tensão de saída para dentro dos limites da regulação estática para uma variação súbita (degrau) da tensão de alimentação V_b e/ou nível de potência da carga. Exemplo: Um inversor de 10kVA com tempo de resposta 1ms para um degrau de carga de 10% a 100% demorará este tempo para recuperar para dentro dos limites da regulação estática a queda inicial de sua tensão de saída V_o , tempo este contado a partir do instante em que a potência solicitada pela carga sobe subitamente de 1kVA para 10kVA.

-Distorção harmônica da tensão de saída V_o : Especifica o quão senoidal é a tensão de saída V_o . Uma DHT% (Distorção Harmônica Total) nula indica um sinal perfeitamente senoidal, mas considera-se aceitável uma DHT% de até 5%.

-Eficiência de conversão η : É a razão da potência útil P_{Z_L} entregue à carga Z_L e a potência útil solicitada da bateria B. Formalmente define-se η como:

$$\eta = \frac{P_{Z_L}[\text{W}]}{P_{Z_L}[\text{W}] + P_{\text{perdas}}[\text{W}]} = \frac{P_{Z_L}[\text{W}]}{V_b \cdot i_b(t)_{\text{av}}} \quad (1)$$

$$i_b(t)_{\text{av}} = \frac{1}{T} \int_0^T i_b(t) dt \quad (2)$$

onde P_{perdas} representa as perdas nas chaves comutadoras da ponte inversora mais as perdas no transformador T1.

2.2 - CONTROLADOR: Uma possível implementação para controlador de um inversor ressonante é mostrado na figura 2 abaixo.

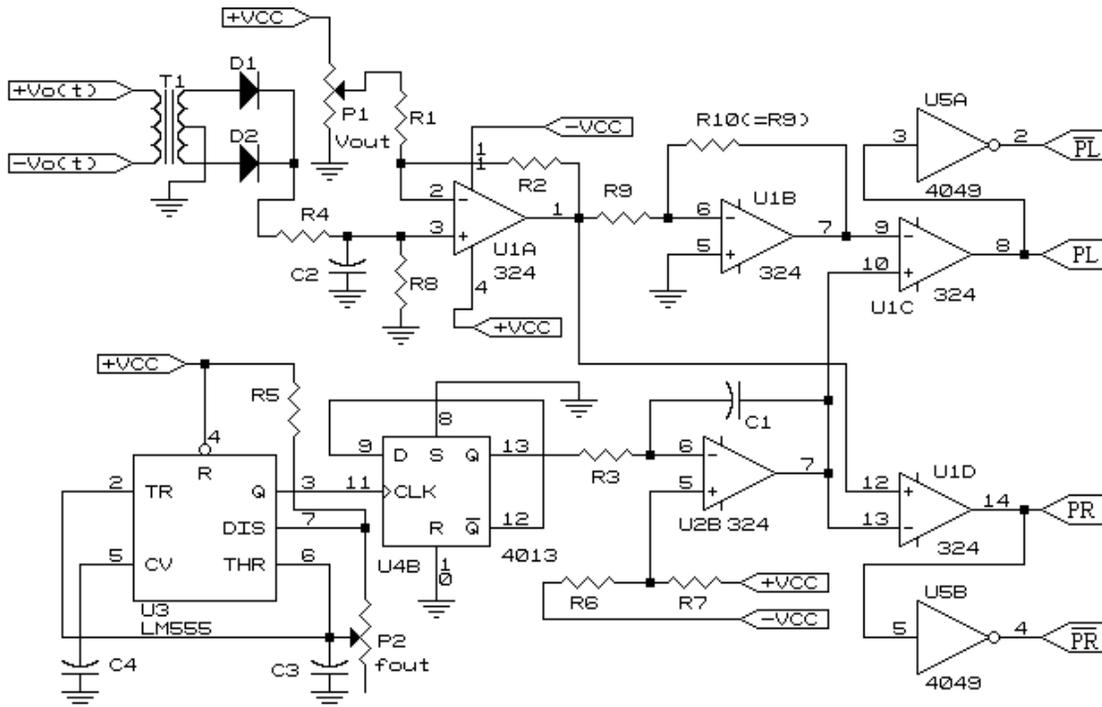


FIGURA 2: Circuito controlador do inversor mostrado na figura 1.

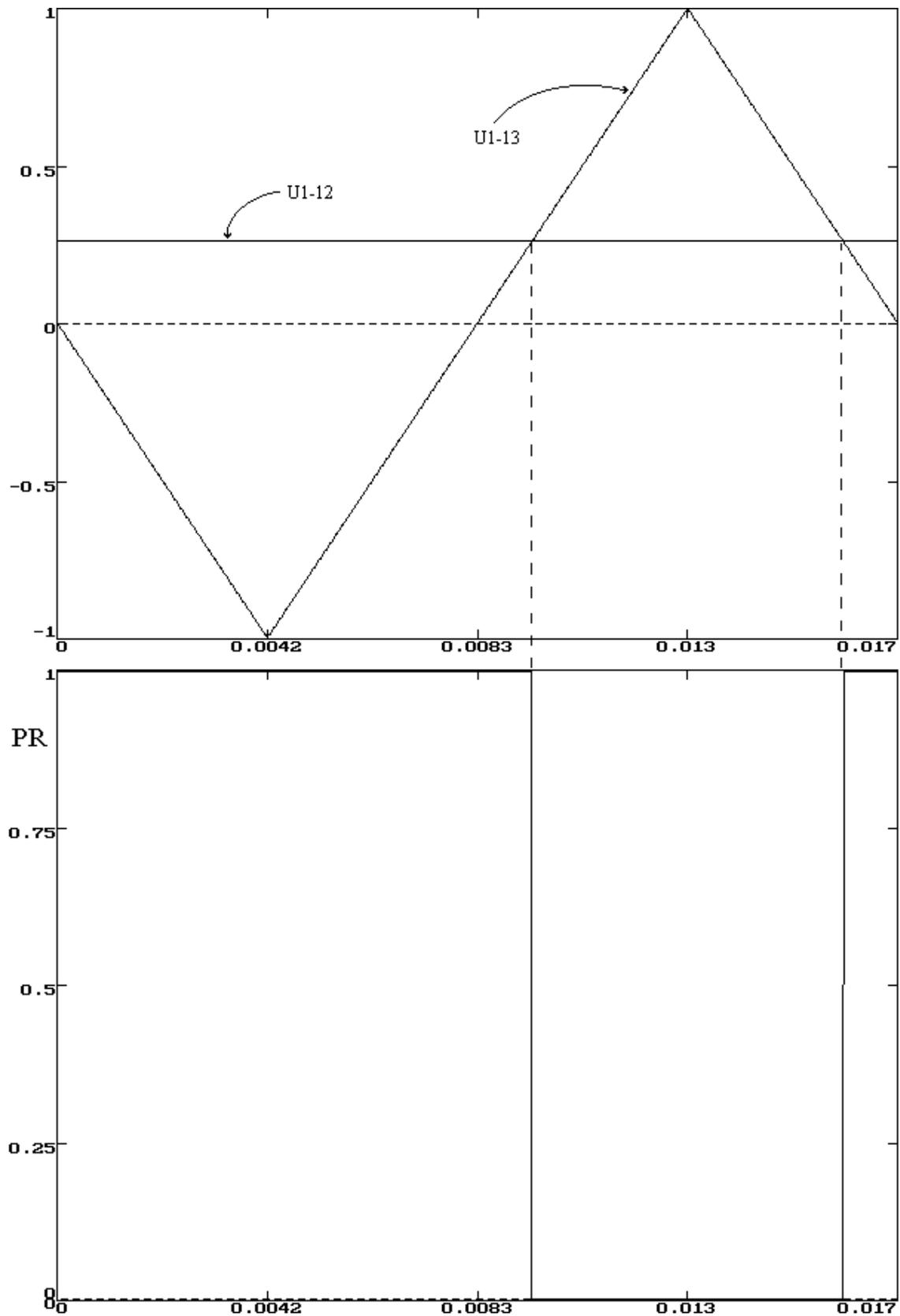


FIGURA 3: Tensões normalizadas do circuito da figura 2, mostrando a formação do sinal PR $p/f_0=60\text{Hz}$.

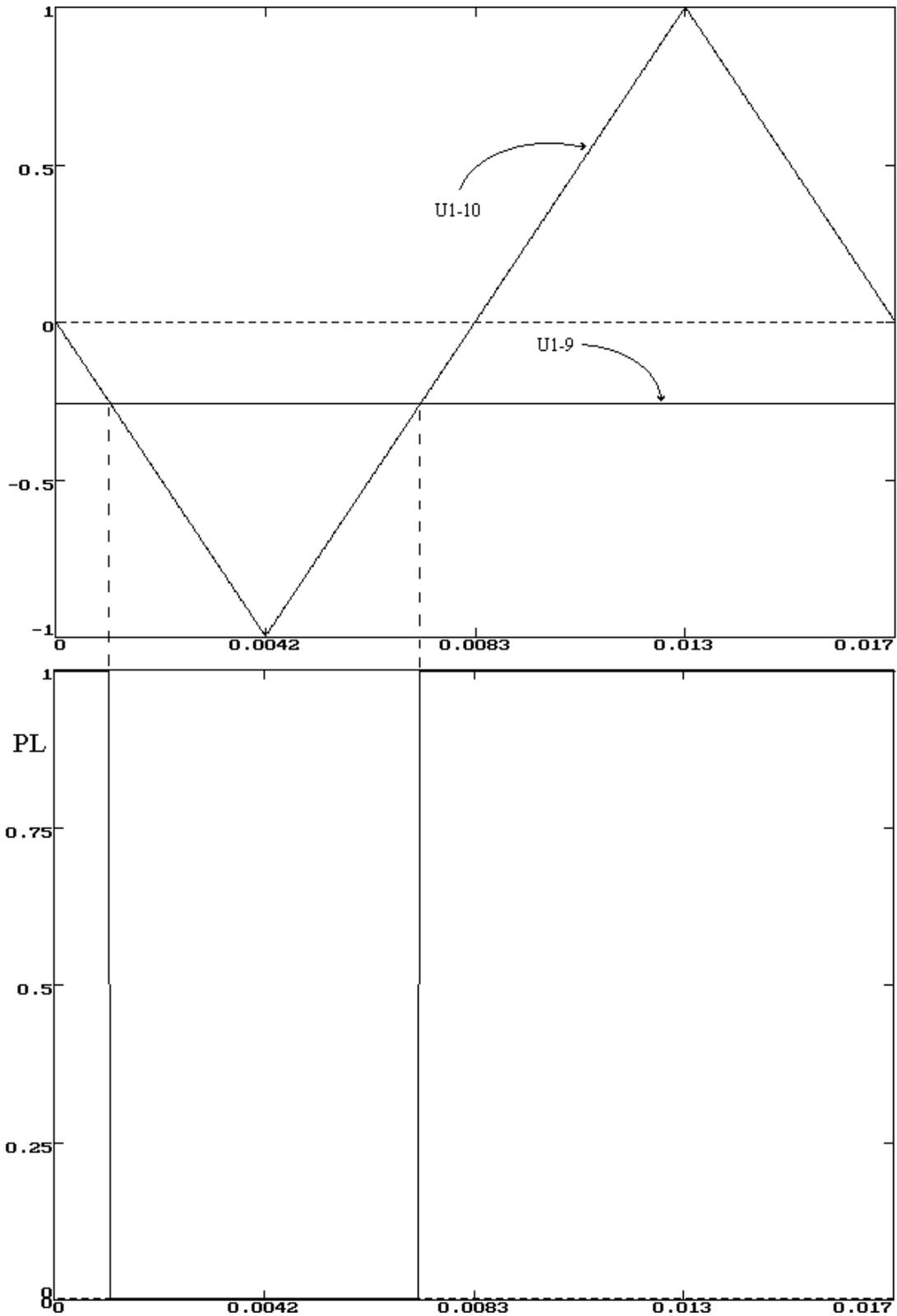


FIGURA 4: Tensões normalizadas do circuito da figura 2, mostrando a formação do sinal PL $p/ f_{o}=60\text{Hz}$.

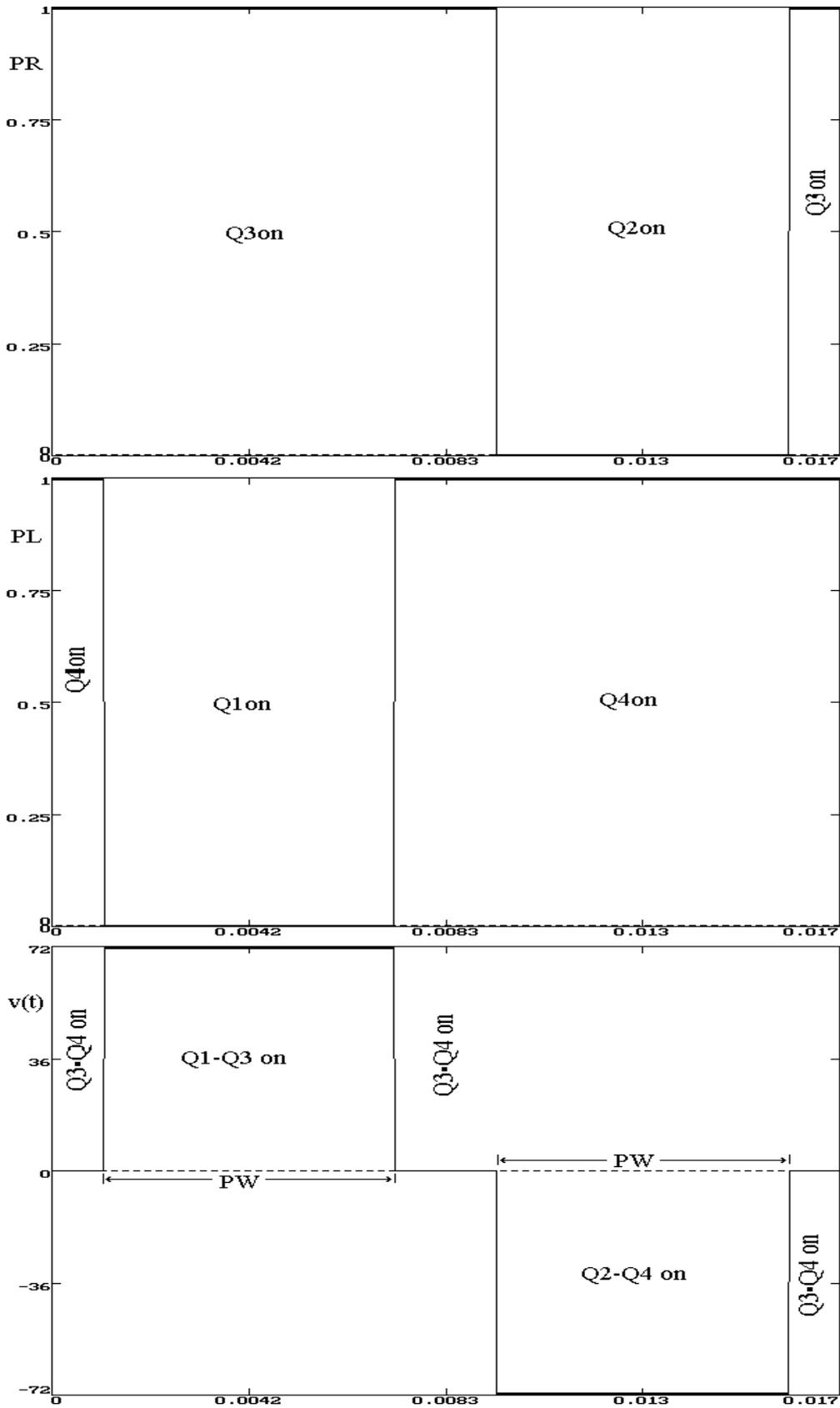


FIGURA 5: Tensão $v(t)$ formada a partir dos sinais PR e PL para $f_0=60\text{Hz}$ e $V_b=72\text{V}$.

A largura PW dos pulsos em cada semiciclo da tensão $v(t)$ (figura 5), relaciona-se com o nível DC de controle no pino 1 de U1 (figura 1) e a amplitude da triangular no pino 7 de U2 através da relação:

$$PW = \frac{T}{2} \left(1 - \frac{V_c}{V_t}\right) \quad (3)$$

onde V_c é o valor DC da tensão de controle (U1-1), V_t é a amplitude da triangular (U2-7) e $T=1/f_o$.

2.3 - ESTADOS DE COMUTAÇÃO DO INVERSOR: Pela análise das figuras 1 e 5, podemos concluir que um inversor em ponte cujo controlador seja funcionalmente semelhante ao circuito da figura 2 poderá ter os seguintes possíveis estados de comutação:

TABELA 1: Estados de Comutação do Inversor da figura 1 controlado pelo circuito da figura 2							
Estado	Q1	Q2	Q3	Q4	v(t)	Percurso da corrente i(t):	
						p/ i(t) < 0 :	p/ i(t) > 0 :
S11	off	off	on	on	0	Zo - Q4 - D3	Zo - Q3 - D4
S10	on	off	on	off	+Vb	Zo - D1 - B - D3	Zo - Q3 - B - Q1
S01	off	on	off	on	-Vb	Zo - Q4 - B - Q2	Zo - D2 - B - D4

Nota : Estende-se por estado S_{ij} de um inversor uma das múltiplas combinações entre os estados “on” e “off” de suas chaves comutadoras (transistores, no caso) onde i e j representam os níveis lógicos respectivamente dos pulsos de comando PR e PL. Observe que no estado S11 não há circulação de corrente na bateria B, isto é, $i_b(t)=0$. Observe também (ver figura 1) que no estado S10 $i_b(t) = i(t)$ e que no estado S01 $i_b(t) = -i(t)$.

2.4 - FILTRO: Da figura 1:

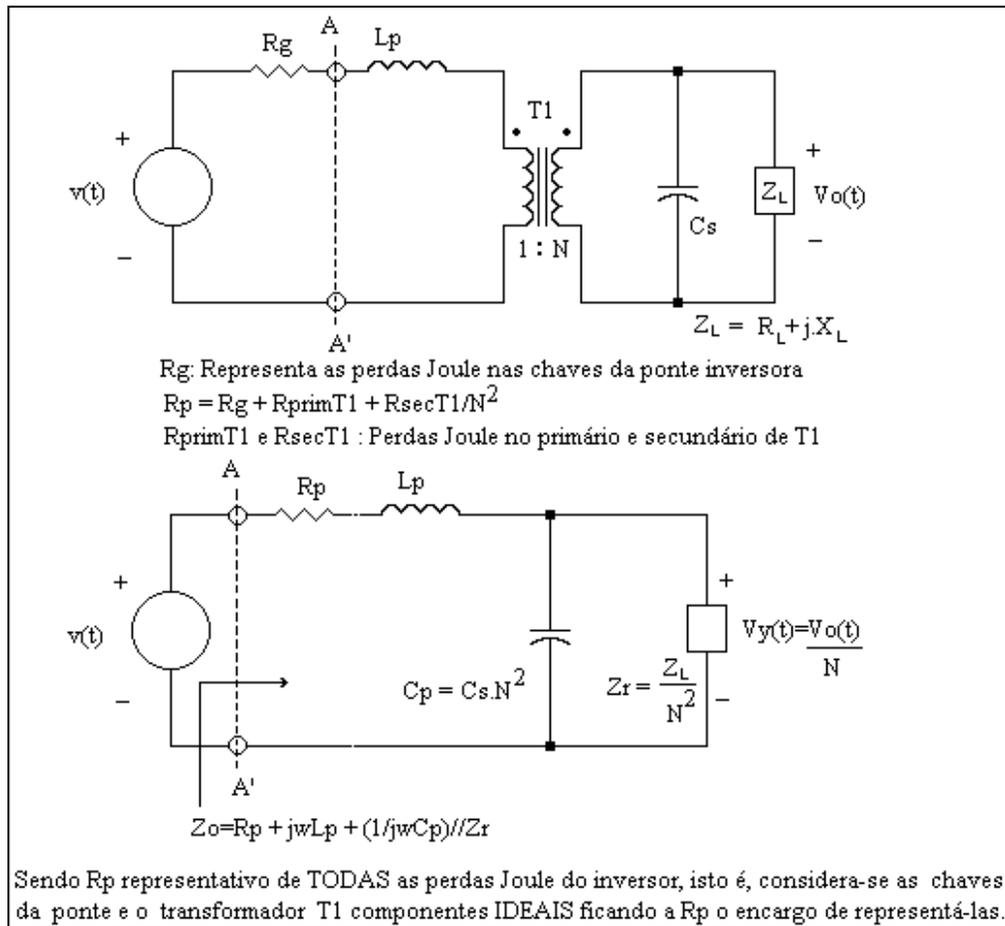


FIGURA 6: Modelo do filtro.

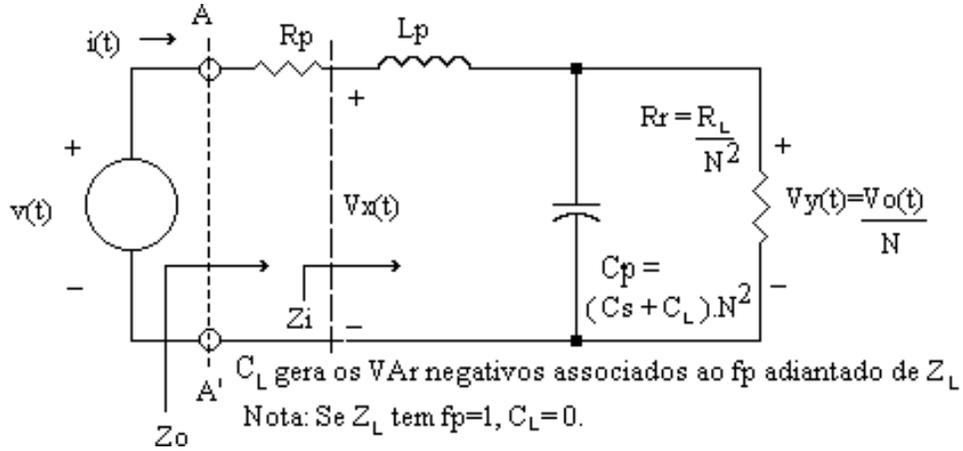


FIGURA 7: Modelo do filtro para carga Z_L com fp unitário ou adiantado. Ver equações 4 a 7.

$$H(s) = \frac{V_y(s)}{V(s)} = \frac{1}{L_p \cdot C_p \cdot s^2 + \left(\frac{L_p}{R_r} + R_p \cdot C_p \right) s + \left(1 + \frac{R_p}{R_r} \right)} \quad (4)$$

$$G(s) = \frac{V_y(s)}{V_x(s)} = \frac{1}{L_p \cdot C_p \cdot s^2 + \left(\frac{L_p}{R_r} \right) s + 1} \quad (5)$$

$$Z_o(s) = \frac{V(s)}{I(s)} = \frac{L_p \cdot C_p \cdot s^2 + \left(\frac{L_p}{R_r} + R_p \cdot C_p \right) s + \left(1 + \frac{R_p}{R_r} \right)}{s \cdot C_p + \frac{1}{R_r}} \quad (6)$$

$$Z_i(s) = \frac{V_x(s)}{I(s)} = \frac{L_p \cdot C_p \cdot s^2 + \left(\frac{L_p}{R_r} \right) s + 1}{s \cdot C_p + \frac{1}{R_r}} \quad (7)$$

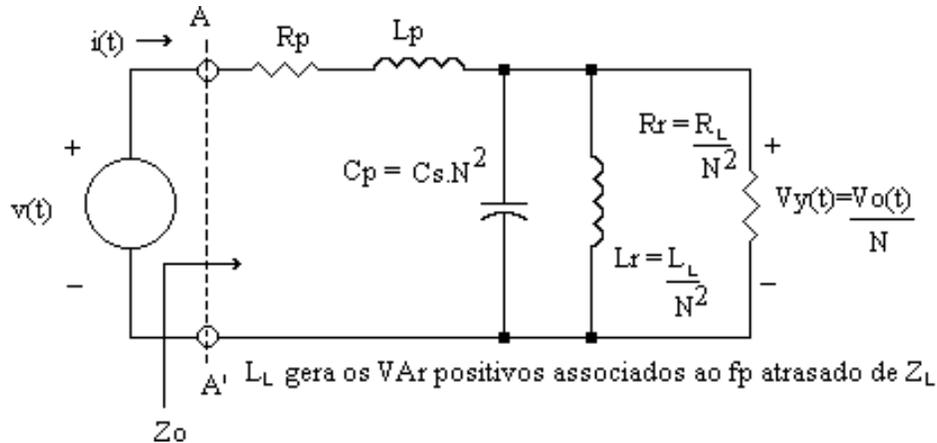


FIGURA 8: Modelo do filtro para carga Z_L com fp atrasado. Ver equações 8 e 9.

$$H(s) = \frac{V_y(s)}{V(s)} = \frac{s}{L_p.C_p.s^3 + s^2.\left(\frac{L_p}{R_r} + R_p.C_p\right) + s.\left(\frac{R_p}{R_r} + \frac{L_p}{L_r} + 1\right) + \frac{R_p}{L_r}} \quad (8)$$

$$Z_o(s) = \frac{V(s)}{I(s)} = \frac{L_p.C_p.s^3 + s^2.\left(\frac{L_p}{R_r} + R_p.C_p\right) + s.\left(\frac{R_p}{R_r} + \frac{L_p}{L_r} + 1\right) + \frac{R_p}{L_r}}{C_p.s^2 + \frac{s}{R_r} + \frac{1}{L_r}} \quad (9)$$

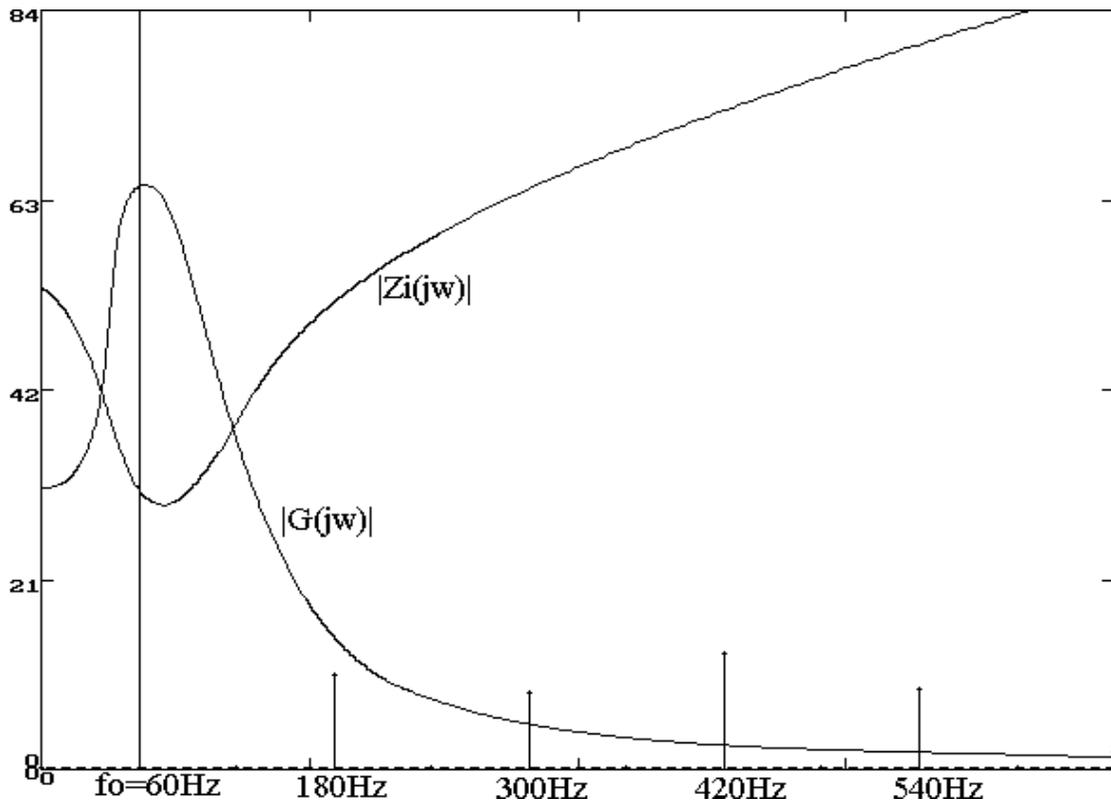


FIGURA 9: Estratégia de localização das curvas de resposta em frequência do circuito da figura 7 c/ $f_p=1$ em relação ao espectro da tensão $V_x(t)$, esta última considerada igual à tensão $v(t)$ mostrada na figura 5.

Nota 1: Em situação real $v(t) \approx V_x(t)$ já que R_p normalmente é muito pequeno.

Nota 2: Os máximos e mínimos das curvas de resposta em frequência acima estão exageradamente acentuados no sentido de facilitar a interpretação visual a seguir.

TABELA 2: Interpretação da figura 9 quanto ao desempenho do inversor ($f_p=1$):

Existe uma localização ideal das curvas de resposta em frequência do filtro em relação ao espectro de $v(t)$. A primeira vista poderíamos ser tentados a centrar o 1º harmônico no máximo de $|G(jw)|$ para maximizar a transferência de tensão, mas como nesta situação esta barra espectral ficaria próxima do mínimo de $|Z_i(jw)|$, a corrente $i(t)$ seria alta e portanto seria consumida uma alta potência aparente S_g da ponte em relação a uma baixa potência útil P_{R_r} entregue à resistência de carga R_r .

O parâmetro que irá medir a localização ótima das curvas de resposta em frequência do filtro em relação ao espectro de $V_x(t)$ é o rendimento de conversão ρ do filtro, definido por

$$\rho = \frac{P_{Rr}}{S_G} = \frac{\left(\frac{\left(|\dot{V}_y|_{RMS} \right)^2}{Rr} \right)}{\left(|\dot{V}_x|_{RMS} \right) \left(|\dot{I}|_{RMS} \right)} = \frac{\left(\frac{\left(|G(jw)| |\dot{V}_x|_{RMS} \right)^2}{Rr} \right)}{\left(|\dot{V}_x|_{RMS} \right) \left(\frac{|\dot{V}_x|_{RMS}}{|Zi(jw)|} \right)} = \frac{|G(jw)|^2 |Zi(jw)|}{Rr} \quad (10)$$

o qual, se máximo ($\rho=1$), indica o ponto ótimo de localização das curvas $|G(jw)|$ e $|Zi(jw)|$ em relação ao espectro de $V_x(t)$.

De (5) e (7) com $s=jw$:

$$G(jw) = \frac{\dot{V}_y}{\dot{V}_x} = \frac{1}{(1 - w^2 Lp \cdot Cp) + j \frac{w \cdot Lp}{Rr}} \quad (11)$$

$$Zi(jw) = \frac{\dot{V}_x}{\dot{I}} = Rr \left[\frac{(1 - w^2 Lp \cdot Cp) + j \left(\frac{w \cdot Lp}{Rr} \right)}{1 + jw \cdot Rr \cdot Cp} \right] \quad (12)$$

Definindo o fator de qualidade Q do filtro, sua frequência angular natural de ressonância w_0 e a frequência angular normalizada u :

$$Q = \frac{Rr}{\sqrt{\frac{Lp}{Cp}}} \quad (13)$$

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{Lp \cdot Cp}} \quad (14)$$

$$u = \frac{w}{w_0} \quad (15)$$

Substituindo (13), (14) e (15) em (11) e (12) e re-arranjando:

$$G(jw) = \frac{1}{(1 - u^2) + j \cdot \left(\frac{u}{Q} \right)} \quad (16)$$

$$Z_i(j\omega) = R_r \frac{\left[(1 - u^2) + j \frac{u}{Q} \right]}{1 + j u \cdot Q} = \frac{R_r}{1 + (u \cdot Q)^2} \left\{ 1 + j \left[u^3 Q + u \left(\frac{1}{Q} - Q \right) \right] \right\} \quad (17)$$

Substituindo (16) e (17) em (10) e re-arranjando obtemos:

$$\rho = \frac{1}{\sqrt{\left[(1 - u^2)^2 + \left(\frac{u}{Q} \right)^2 \right] \left[1 + (u \cdot Q)^2 \right]}} \quad (18)$$

Para determinar os valores de u para os quais ρ é máximo e mínimo, derivamos (18) em relação a u , igualamos a zero e resolvemos para u :

$$\frac{d}{du} \left[\frac{1}{\sqrt{\left[(1 - u^2)^2 + \left(\frac{u}{Q} \right)^2 \right] \left[1 + (u \cdot Q)^2 \right]}} \right] = 0 \quad (19)$$

Resolvendo (19) para a variável u obtemos:

$$u_{\rho \max} = \frac{\sqrt{Q^2 - 1}}{Q} \quad (20)$$

$$u_{\rho \min} = \frac{\sqrt{3} \sqrt{Q^2 - 1}}{3 Q} \quad (21)$$

Substituindo (20) e (21) em (18), obtemos respectivamente:

$$\rho_{\max} = 1 \quad (22)$$

$$\rho_{\min} = \frac{3\sqrt{3} Q^2}{(Q^2 + 2) \sqrt{4Q^2 - 1}} \quad (23)$$

De (14), (15) e (20):

$$f_{\rho \max} = \frac{\omega_{\rho \max}}{2\pi} = \frac{\omega_0 \cdot u_{\rho \max}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_p \cdot C_p}} \frac{\sqrt{Q^2 - 1}}{Q} \quad (24)$$

Nota: Como queremos transferir através do filtro a harmônica fundamental em $f_0=60\text{Hz}$ (figura 9) com o máximo rendimento de conversão ($\rho=1$), devemos fazer $f_{\rho \max} = f_0$.

De (20) e (16):

$$\left| G(j\omega_{\rho \max}) \right| = Q \quad (25)$$

De (20) e (17):

$$Zi(j\omega_{\rho \max}) = \frac{Rr}{Q^2} + j.0 = \frac{Rr}{Q^2} \quad (26)$$

2.5 - COMO ARBITRAR O Q DO FILTRO: De (16), (17) e (18) temos:

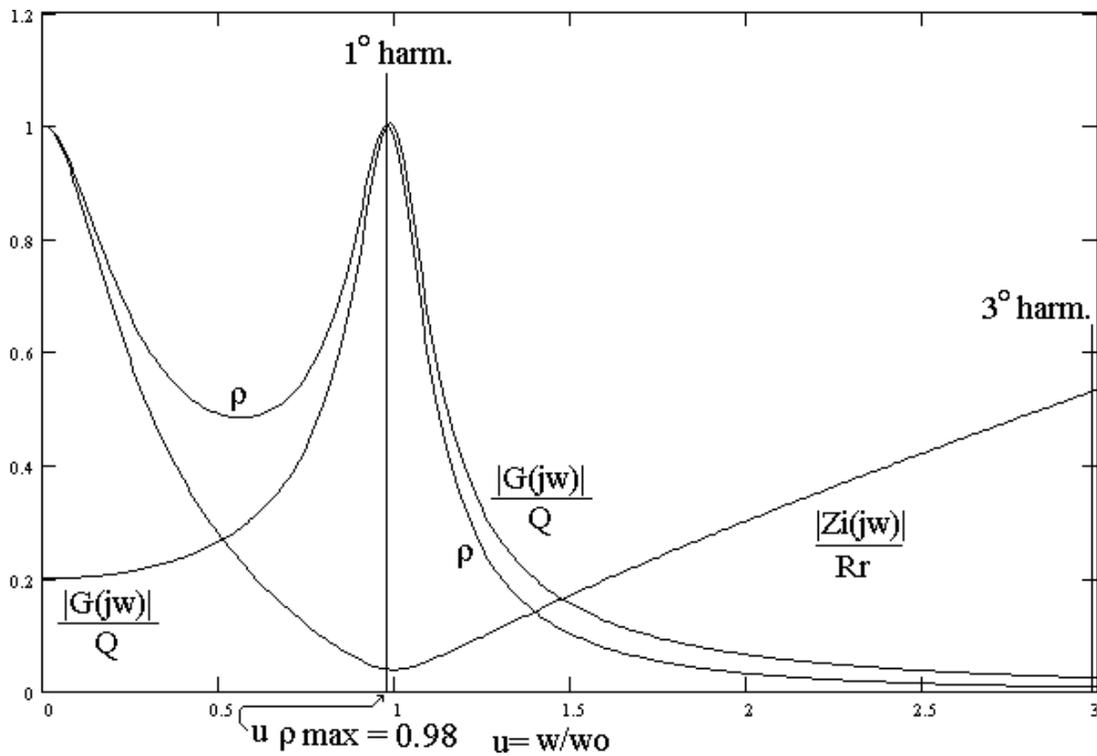


FIGURA 10: Curvas de $|G(j\omega)|$ normalizada, $|Zi(j\omega)|$ normalizada e ρ para $Q=5$ superpostas ao ao espectro de $Vx(t)$ genérico.

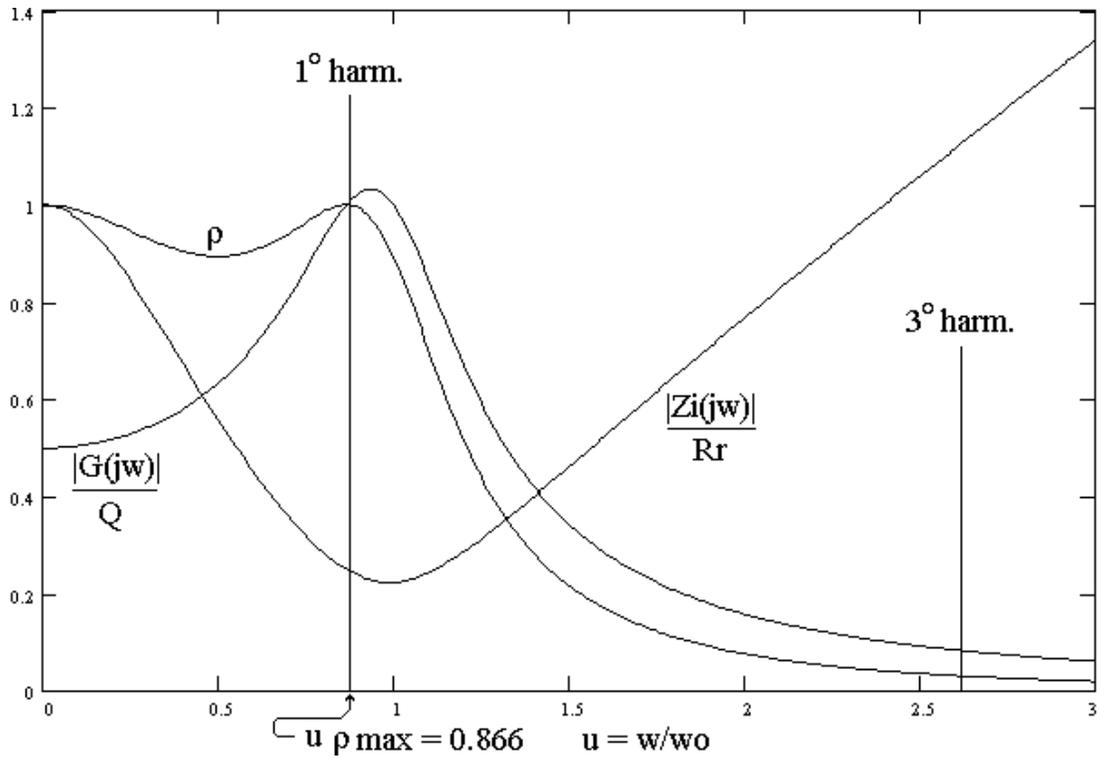


FIGURA 11: Curvas de $|G(jw)|$ normalizada, $|Z_i(jw)|$ normalizada e ρ para $Q=2$ superpostas ao ao espectro de $V_x(t)$ genérico.

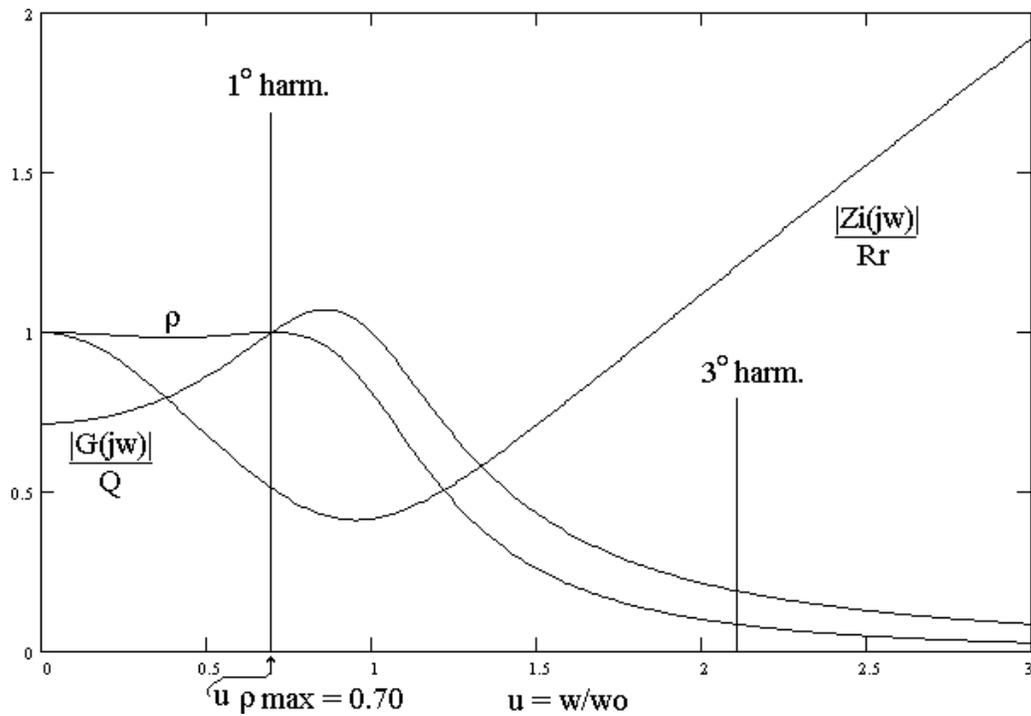


FIGURA 11: Curvas de $|G(jw)|$ normalizada, $|Z_i(jw)|$ normalizada e ρ para $Q=1.4$ superpostas ao ao espectro de $V_x(t)$ genérico.

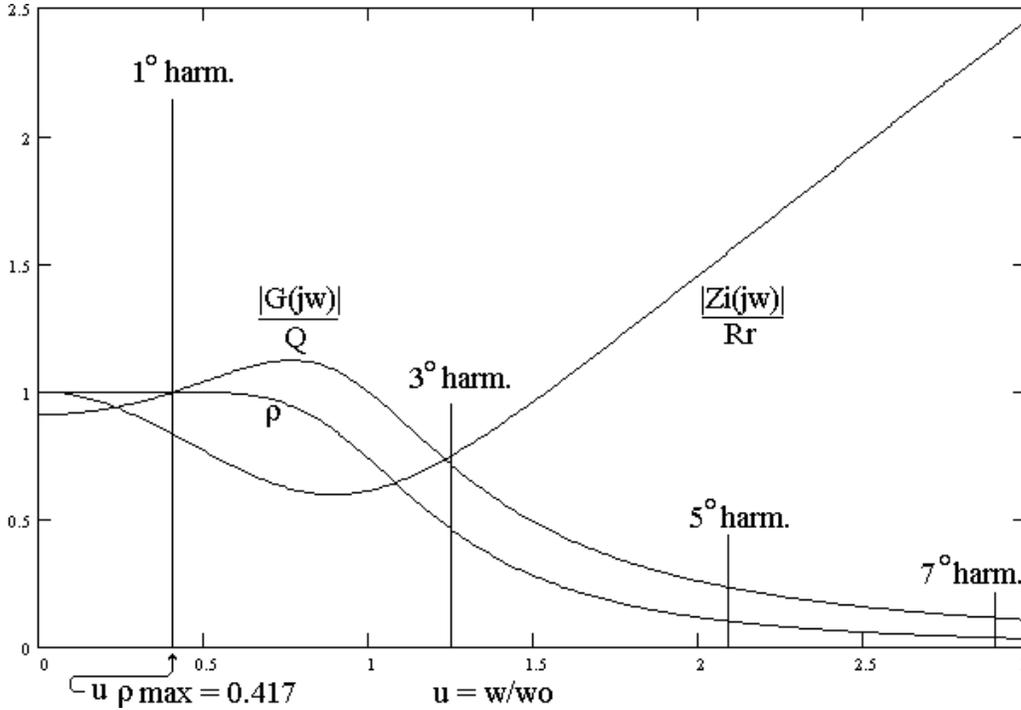


FIGURA 12: Curvas de $|G(j\omega)|$ normalizada, $|Z_i(j\omega)|$ normalizada e ρ para $Q=1.1$ superpostas ao espectro de $V_x(t)$ genérico.

TABELA 3: Implicações na performance do inversor em função do Q arbitrado (ver figuras 9 a 12)	
$Q \ll 1.4$	$Q \gg 2$
Pouca rejeição do 3º e demais harmônicos superiores, aumentando a DHT% de $V_o(t)$, devido à pouca agudeza da curva $ G(j\omega) $.	Curva de ρ excessivamente aguda tornando o rendimento do sistema sensível à dessintonia do filtro face a variações ambientais (temperatura, umidade, pressão, etc..) atuantes sobre seus componentes.

Conclusão: Arbitrar Q na faixa $1.4 < Q < 2$.

2.6 - CARACTERÍSTICAS ESPECTRAIS DA TENSÃO $V(t)$:

Expandindo $v(t)$ (ver figura 5) em sua Série Trigonométrica de Fourier em cosseno

$$v(t) = V_{dc} + \sum_{k=1}^{\infty} |V_k| \cos(\omega_k t + \angle V_k) \quad (27)$$

onde

$$\omega_k = \frac{2k\pi}{T} \quad (28)$$

$$V_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt \quad (29)$$

$$A_k - jB_k \xrightarrow{R \rightarrow P} |V_k| \angle V_k \quad (30)$$

$$A_k = \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \cos \omega_k t dt \quad (31)$$

$$B_k = \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \sen \omega_k t dt \quad (32)$$

podemos obter a DHT% de v(t) através de

$$DHT\% v(t) = 100 \sqrt{\frac{\sum_{k=2}^{\infty} |V_k|^2}{|V_1|^2}} \quad (33)$$

TABELA 4: Amplitude do 1º harmônico e DHT% da tensão v(t) em função da largura de pulso PW (fig. 5)		
PW / T	V1 / Vb (ver equação 30)	DHT% v(t) (equação 33)
0.05	0.199179	200.61
0.1	0.393453	125.68
0.15	0.578039	89.09
0.2	0.748391	65.36
0.25	0.900316	48.26
0.3	1.03007	36.10
0.35	1.13446	29.54
0.37	1.16852	min DHT% → 28.88
0.4	1.21092	30.12
0.45	1.25756	37.12
0.475	1.26931	42.29

Nota: A tabela acima foi gerada através do programa SFOUR.EXE c/ 600 harmônicos na série da equação (27).

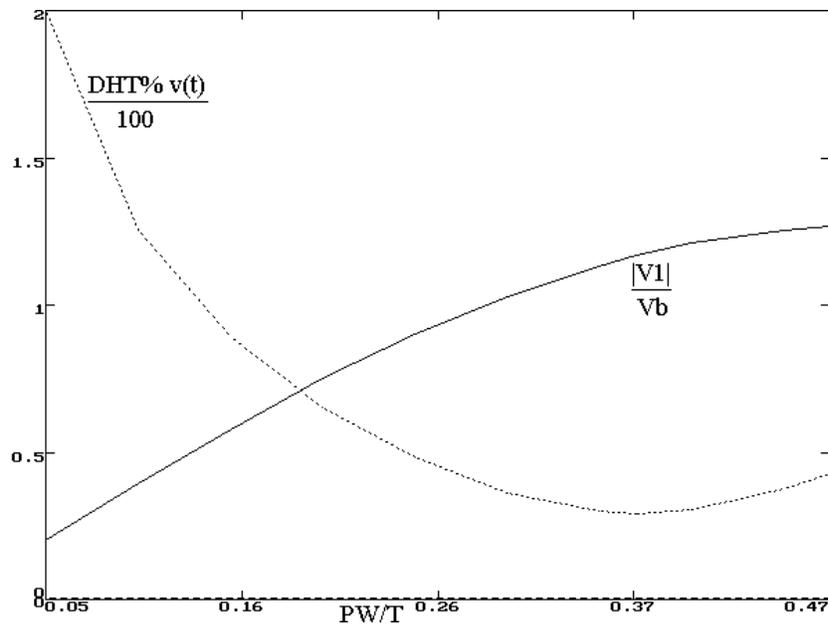


FIGURA 13: Gráfico da tabela 4.

Conclusão: Como para minimizar a DHT% de Vo(t) devemos minimizar a DHT% de v(t) adota-se PW/T=0.37 para a situação de maior potência solicitada pela carga (mínimo Rr).

Explicação: Pot. Carga ↓ ⇒ Rr↑ ⇒ Q↑ ⇒ curva |H(jw)| mais aguda
⇒ ΔVRp↓ ⇒ Vo(t)↑ ⇒ PW↓ (controlador) ⇒ DHT% v(t)↑

$$\text{DHT \% } v(t) \uparrow + |H(jw)| \text{ aguda} \Rightarrow \text{DHT\% } V_o(t) \approx \text{constante}$$

3 - **EXEMPLO DE PROJETO E ANÁLISE:** Seja um inversor ressonante conforme a figura 1 a ser projetado para atender as seguintes especificações:

TABELA 5: Especificações de performance do inversor ressonante			
Parâmetro:	Símbolo:	Valor:	Unidade:
Tensão VAC de saída Vo(t) eficaz	VOrms	127 ± 3%	Vrms
Frequência da tensão Vo(t)	fo	60	Hz
Distorção Harmônica Total máxima da tensão Vo(t)	DHT%Vo(t)	5	%
Potência Aparente Nominal da Carga	Snom	10	KVA
Fator de Potência de carga	fp	0.85 atrasado a 1	-
Tensão de alimentação VDC	Vb	72	Vdc
Eficiência de Conversão	η	83	%

Pede-se que após a fase de projeto sejam determinados os seguintes resultados na análise:

TABELA 6: Resultados a serem obtidos na simulação	
Obter sob a(s) situação(ões) :	
Situação 1: Snom=10KVA fp=1	
os seguintes resultados:	
1	Gráfico de Vo(t) e sua DHT%
2	Gráfico de iq1(t), iq2(t), iq3(t) e iq4(t) e seus valores médios e eficazes
3	Gráfico de id1(t), id2(t), id3(t) e id4(t) e seus valores médios e eficazes
4	Gráfico de ib(t) e seu valor médio e eficaz

Nota 1: Não estudaremos o inversor ressonante quanto a sua regulação estática, visto que a função que rege o comportamento de VOrms em função de PW não ser simples (ver figura 13: como o filtro transfere o 1º harmônico para a saída, VOrms é proporcional a |V1|), o que dificultaria a análise, fugindo ao escopo da disciplina. Neste estudo, o papel do controlador será desempenhado por nós mesmos (nós é que decidiremos qual PW usar para obter VOrms nominal na saída) , isto é, admitiremos que o controlador tem ganho de malha fechada suficientemente alto para ajustar PW de modo a VOrms manter-se dentro dos limites 127Vrms ± 3%, isto é, 123.2Vrms a 130.8Vrms.

Nota 2: Como a função VOrms(PW) não é linear (ver figura 13), não faremos a análise transiente do inversor, já que tal análise de um sistema não-linear é tarefa árdua, o que novamente fugiria ao escopo da disciplina.

3.1 - **PROJETO DO FILTRO:** Usualmente projeta-se o filtro para fp=1 na carga, e verifica-se como o inversor comporta-se para outras situações de fp.

Sabemos que para maximizar o rendimento de conversão p devemos fazer fpmax dada por (24) ser igual a frequência do harmônico fundamental de v(t), isto é, fpmax = fo:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_p \cdot C_p}} \frac{\sqrt{Q^2 - 1}}{Q} \quad (34)$$

Repetindo a definição de Q dada pela equação (13):

$$Q = \frac{R_r}{\sqrt{\frac{L_p}{C_p}}} \quad (13)$$

Resolvendo o sistema de equações formado por (34) e (13) para as incógnitas Lp e Cp:

$$C_p = \frac{\sqrt{Q^2 - 1}}{2\pi f_o R_r} \quad (35)$$

$$L_p = \frac{R_r \sqrt{Q^2 - 1}}{2\pi f_o Q^2} \quad (36)$$

Para $f_{pmax} = f_o$ e f_p da carga unitário são válidas as equações (25) e (26), e da figura 7 e tabela 4 obtemos o modelo:

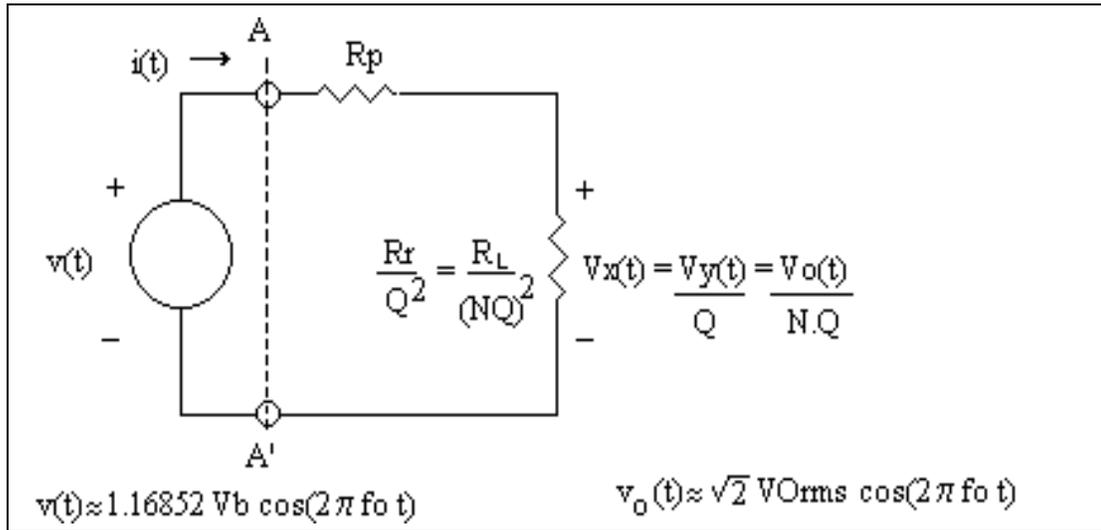


FIGURA 14: Modelo parcial do inversor para $f_{pmax} = f_o$, $f_p = 1$, e $PW / T = 0.37$.

Da definição de eficiência de conversão, equação (1), e da figura 14, temos para $f_p = 1$, isto é, para $Z_L = R_L$:

$$\eta = \frac{P_{Z_L} [W]}{P_{Z_L} [W] + P_{perdas} [W]} = \frac{P_{R_L} [W]}{P_{tot} [W]} = \frac{\left[\frac{v(t)_{rms}}{R_p + \frac{R_L}{(QN)^2}} \right]^2 \left[\frac{R_L}{(QN)^2} \right]}{\left(\frac{v(t)_{rms}}{R_p + \frac{R_L}{(QN)^2}} \right)^2} \quad (37)$$

que simplificando resulta em

$$\eta = \frac{R_L}{(R_p Q^2 N^2 + R_L)} \quad (38)$$

Relacionando o valores de pico de v(t) e Vo(t) no modelo da figura 14:

$$\frac{(1.16852) V_b \frac{R_L}{(QN)^2}}{R_p + \frac{R_L}{(QN)^2}} = \sqrt{2} \frac{V_{Orms}}{NQ} \quad (39)$$

Resolvendo o sistema de equações formado por (38) e (39) para as incógnitas N e Rp:

$$N = \frac{\sqrt{2}}{(1.16852)} \frac{V_{Orms}}{\eta V_b Q} \quad (40)$$

$$R_p = \frac{(1.16852)^2}{2} \frac{(1 - \eta) \eta R_L V_b^2}{V_{Orms}^2} \quad (41)$$

Da tabela 3, escolhemos Q=1.4.

Da tabela 5:

$$R_L = \frac{V_{Orms}^2}{S_{nom} |_{f_p=1}} = \frac{(127V_{rms})^2}{10 \times 10^3 W} = 1.6129 \Omega$$

fo = 60Hz
 Vb = 72 Vdc
 η = 0.83

De (40) e (41):

N = 1.837
 Rp = 50mΩ

Da figura 7:

$$R_r = \frac{R_L}{N^2} = \frac{1.6129 \Omega}{(1.837)^2} = 0.478 \Omega$$

De (35) e (36):

Cp = 5437.2 μF
 Lp = 633.8 μH

Resumindo:

TABELA 7 : Elementos básicos do inversor definido na tabela 5 (fp=1 e Q=1.4)
Cp = 5437.2 μF
Lp = 633.8 μH
N = 1.837
Rp = 50mΩ
Rr=0.478Ω

De (4) e (6) e da tabela 7:

$$H(s) = \frac{1}{3.4461 \times 10^{-6} s^2 + 1.5978 \times 10^{-3} s + 1.1046} \quad (42)$$

$$Z_o(s) = \frac{3.4461 \times 10^{-6} s^2 + 1.5978 \times 10^{-3} s + 1.1046}{5437.2 \times 10^{-6} s + 2.0921} \quad (43)$$

4 - SIMULAÇÃO:

Observação: A análise que segue é baseada no uso do software 'Four' que acompanha este manual. Todos os programas executáveis possuem 'help' próprio bastando digitar no DOS no referido diretório 'NOME_DO_PROGRAMA /H'. Acompanha também este manual um 'help' genérico do software que é apresentado ao se digitar HELP.

Esta simulação visa obter os resultados solicitados na tabela 6, na única situação especificada - situação 1.

Situação 1:

Gerando o sinal v(t):

PWMGEN /H

Pwmgen gera trem de pulsos '3-level' controlado por 'Pulse Width Modulation'
Uso: pwmgen índice_mod freq_mod<seno> magn_pulsos num_pulsos_1/2ciclo arq_saída
pwmgen /v: versao & autor

índice_mod: Parâmetro que especifica a razão PW/T desejada através da relação $PW/T = \text{índice_mod}/4$.

Como queremos $PW/T = 0.37 \Rightarrow \text{índice_mod} = 4 \times 0.37 = 1.48$

freq_mod: Equivalente a $f_o \Rightarrow \text{freq_mod} = 60$

magn_pulsos: Equivalente a $V_b \Rightarrow \text{magn_pulsos} = 72$

num_pulsos_ciclo: Número de pulsos por semiciclo, no caso, $\text{num_pulsos_ciclo} = 1$.

arq_saída: Arquivo de saída. Usemos v.t

PWMGEN 1.48 60 72 1 V.T

Para “resetar” a configuração de PLOT:

DEL PLOT.CFG

PLOT V.T

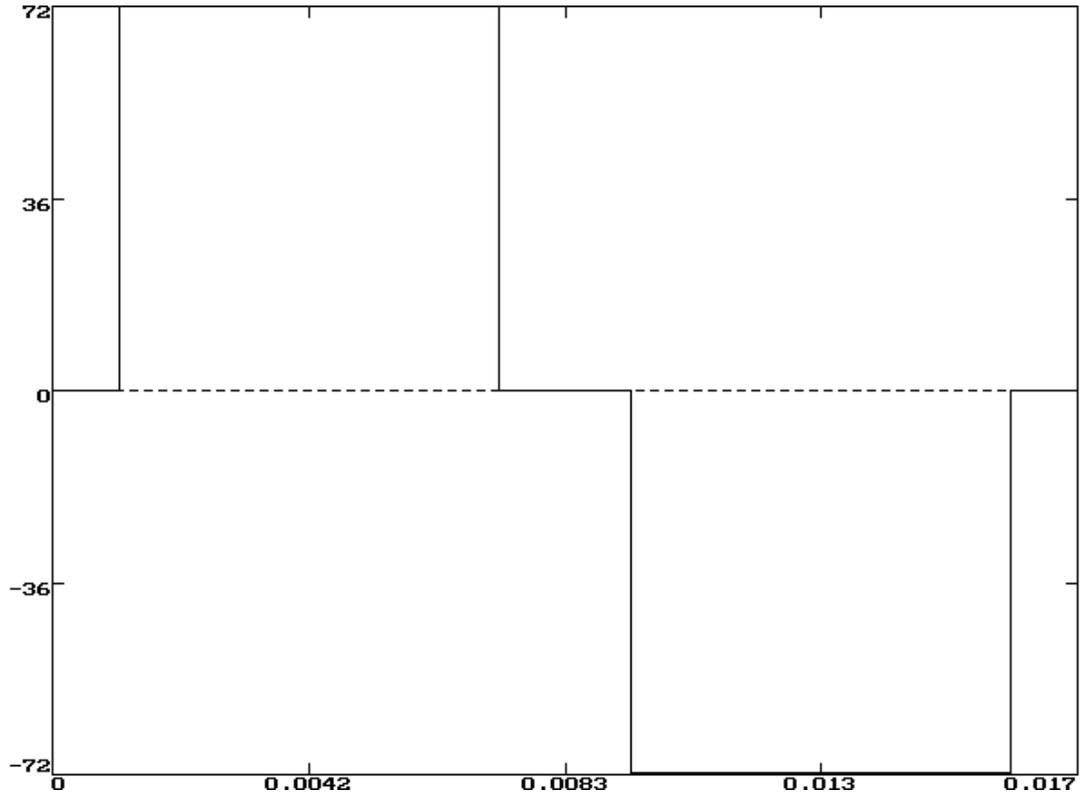


FIGURA 15: Tensão $v(t)$ p/ $PW/T=0.37$ $V_b=72V$ e $f_0=60Hz$ - arquivo V.T

Determinando o espectro de $v(t)$:

FFT /H

Fft U1.3

Seja uma função $x(t)$, existindo no intervalo de tempo $t_i \leq t \leq t_f$, definida em um arquivo ascii ARQT de nome e extensão a especificar, constituído por duas colunas numéricas representando t & $x(t)$ nesta ordem. Seja $x(n) = x(k*\delta t)$ a função discreta resultante da interpolação e amostragem em N pontos da função contínua $x(t)$; sendo $N = 2^P$, com $P > 0$ e P inteiro, $k = \{ 0, 1, \dots, N-1 \}$ e $\delta t = (t_f - t_i)/(N - 1)$. Fft opera sobre $x(n)$ gerando seu espectro $X(f)$ com f assumindo valores discretos de frequências $f = \delta f * \{ -N/2+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, N/2 \}$ sendo $\delta f = 1/(t_f - t_i)$. O resultado é colocado em dois arquivos com mesmo nome de ARQT e extensões '.mag' e '.ang' contendo respectivamente $f[Hz]$ & $mag\{X(f)\}$ e $f[Hz]$ & $ang\{X(f)\}[^\circ]$ das N componentes espectrais de $x(n)$, sendo $f = \delta f * N/2$ a Frequência de Nyquist de $X(f)$. O arquivo ARQT que define $x(t)$ deve conter as coordenadas dos pontos de inflexão t & $x(t)$ quando a curva $x(t)$ é aproximada por retas no intervalo $t_i \leq t \leq t_f$. O algoritmo utilizado na transformação $x(n) \rightarrow X(f)$ é o 'Sande-Tukey Fast Fourier Transform'.

Uso de Fft: No 'prompt' do DOS digite Fft ARQT N opções

opções: /a - grava o sinal amostrado $x(n)$ no arquivo 'NOME_ARQT.ams'
 /u - determina o espectro UNILATERAL de $x(n)$ ao invés do bilateral
 /n - não inclui a Frequência de Nyquist no espectro calculado

FFT V.T 1024 /a

Arquivos gerados: V.MAG \Rightarrow Módulo do espectro BILATERAL de $v(t)$.
 V.ANG \Rightarrow Ângulo do do espectro BILATERAL de $v(t)$.
 V.AMS \Rightarrow Sinal $v(t)$ representado no arquivo V.T amostrado e interpolado em 1024 pontos .

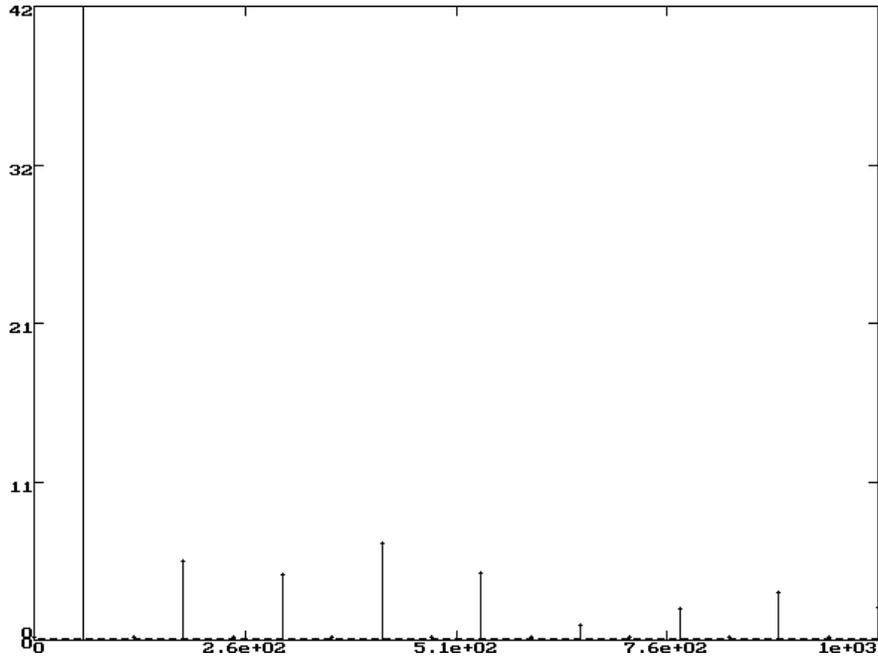


FIGURA 16: Módulo do espectro bilateral de $v(t)$ - arquivo V.MAG. Configuração de PLOT: 'zoom' de 0 a 1000 Hz, dados discretos e linha vertical ponto-abscissa ativada. Nota: As amplitudes das componentes espectrais no espectro bilateral tem metade das amplitudes se comparadas quando representadas no espectro unilateral.

EDIT V.MAG
 <CTRL> - <END>

```

File Edit Search Options U.MAG Help
30479.9      0.0703125
30539.9      0.0699083
30599.9      0.0703125
30659.9      0.0701554
30719.9      0.0703125
    
```

MS-DOS Editor <F1=Help> Press ALT to activate menus | N 01025:001

\Rightarrow $f_{max} = 30719.9$ Hz
 Para gerar $H(s)$ e $Zo(s)$ conforme equações (42) e (43):

FFRB /H

Ffrrb U1.5

Seja uma função do domínio frequência $F(s)=B(s)/A(s)$, onde $B(s)$ e $A(s)$ são polinômios nas formas:

$$B(s) = b_m*s^m + b_{m-1}*s^{m-1} + \dots + b_1*s + b_0$$

$$A(s) = a_n*s^n + a_{n-1}*s^{n-1} + \dots + a_1*s + a_0$$

$s=j*\omega$
 $\omega=2*\pi*f$
 $j=\sqrt{-1}$
 $m \leq 50$ e $n \leq 50$

Ffrrb calcula magnitude e ângulo de $F(s)$, no intervalo discreto de frequências $f = \delta f * \langle -N/2+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, N/2 \rangle$, sendo $\delta f = 2*FMAX/N$, $N = 2^P$ com $P > 0$ e P inteiro. Os resultados $f[Hz]$ & $mag\langle F(s) \rangle$ e $f[Hz]$ & $ang\langle F(s) \rangle$ são sequencialmente colocados respectivamente nas 1ª's e 2ª's colunas de dois arquivos de nome a especificar ARQ_RESULT, mas com extensões respectivas '.mag' e '.ang'.

Uso: No 'prompt' do DOS digite
 FFRB ARQ_RESULT N FMAX < $b_m b_{m-1} \dots b_0 / a_n a_{n-1} \dots a_0$ >

FFRB H 1024 30719.9 { 1 / 3.4461E-6 1.5978E-3 1.1046 }

Arquivos gerados: H.MAG \Rightarrow Módulo da função de transferência $H(s)$, $s=j2\pi f$
 H.ANG \Rightarrow Ângulo da função de transferência $H(s)$, $s=j2\pi f$

PLOT H.MAG

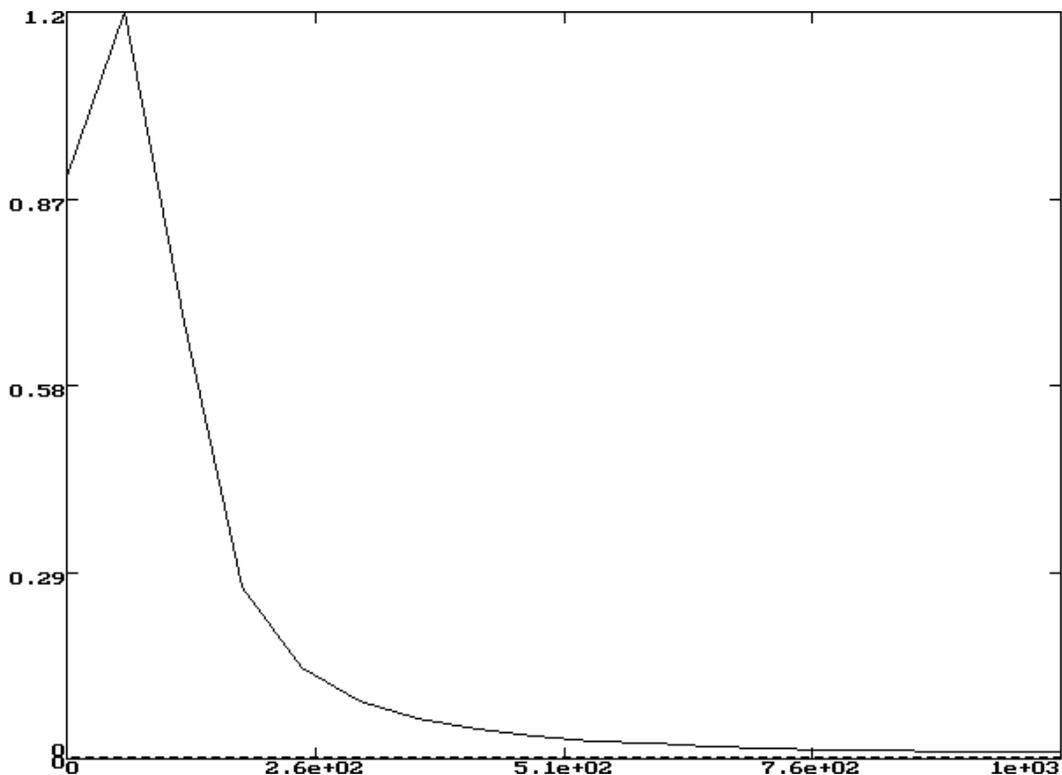


FIGURA 17: Módulo de $H(s)$ - arquivo H.MAG. Configuração de PLOT: 'zoom' de 0 a 1000 Hz.

FFRB ZO 1024 30719.9 { 3.4461E-6 1.5978E-3 1.1046 / 5437.2E-6 2.0921 }

Arquivos gerados: ZO.MAG \Rightarrow Módulo da função impedância $Z_o(s)$, $s=j2\pi f$
 ZO.ANG \Rightarrow Ângulo da função impedância $Z_o(s)$, $s=j2\pi f$
 PLOT ZO.MAG

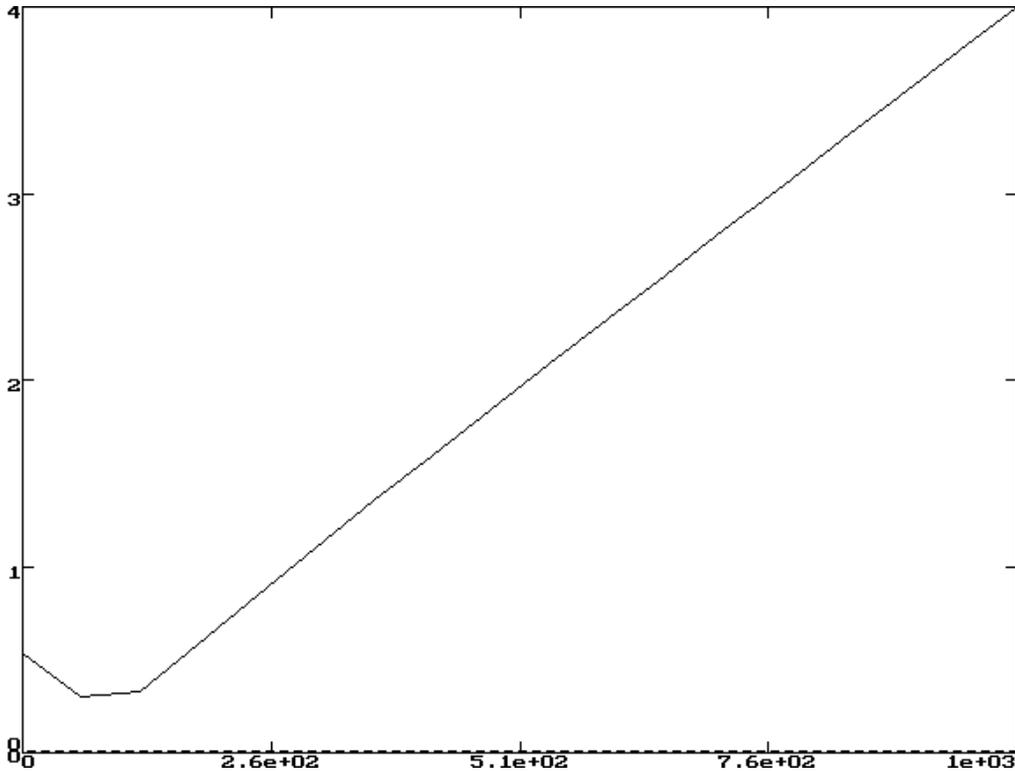


FIGURA 18: Módulo de $Z_o(s)$ - arquivo ZO.MAG. Configuração de PLOT: 'zoom' de 0 a 1000 Hz. obtendo o espectro de $V_y(t)$ através de $V_y(s) = V(s).H(s)$, $s=j2\pi f$:

OPER /H

Oper U1.33

Sejam dois arquivos ascii ARQ1 e ARQ2, de nome e extensão a especificar, com duas colunas numéricas (separadas por espaços) em notação ponto flutuante ou científica representando respectivamente x_1 & $f_1(x_1)$ e x_2 & $f_2(x_2)$, sendo f_1 e f_2 funções dos domínios x_1 e x_2 .
 Oper executa arq1 [op] arq2, onde [op] é uma das quatro operações aritméticas básicas (+ - * /), colocando o resultado em ARQR, de nome e extensão a especificar, no formato duas colunas com valores $(x_1+x_2)/2$ & $f_1(x_1)[op]f_2(x_2)$.
 Se [op]=[&], Oper cria ARQR no formato 3 colunas $(x_1+x_2)/2$ & $f(x_1)$ & $f(x_2)$.
 Sendo algum valor do domínio x_1 em relação ao respectivo valor no domínio x_2 percentualmente diferente de 1% ou maior, Oper avisa na tela.

Uso 1: No 'prompt' do DOS digite OPER ARQ1 ARQ2 ARQR OP
 onde OP pode assumir os valores (+ - * / &).

Oper opera um valor U c/ os valores lidos de ARQ1 no intervalo $x_{1min} \leq x_1 \leq x_{1max}$ do domínio, deixando inalterados os demais, e põe o resultado em ARQR no formato x_1 & $f(x_1)$. Os valores de [op] e as operações correspondentes são:

[#]: $f_1(x_1)=U$	[y]: $f_1(x_1)=U*f_1(x_1)$	[x]: $x_1=U*x_1$
[y+]: $f_1(x_1)=f(x_1)+U$	[x+]: $x_1=x_1+U$	[y^]: $f_1(x_1)=f(x_1)^U$

Uso 2: No 'prompt' do DOS digite OPER ARQ1 U ARQR OP x_{1min} x_{1max}

OP /H

OP Ui H Uo * -> OPER Ui.mag H.mag Uo.mag *
 OPER Ui.ang H.ang Uo.ang +
 OP Ui Z I / -> OPER Ui.mag Z.mag I.mag /
 OPER Ui.ang Z.ang I.ang -

OP V H VY *

Arquivos gerados: VY.MAG => Módulo do espectro BILATERAL de Vy(t).

VY.ANG => Ângulo do do espectro BILATERAL de Vy(t).

PLOT VY.MAG

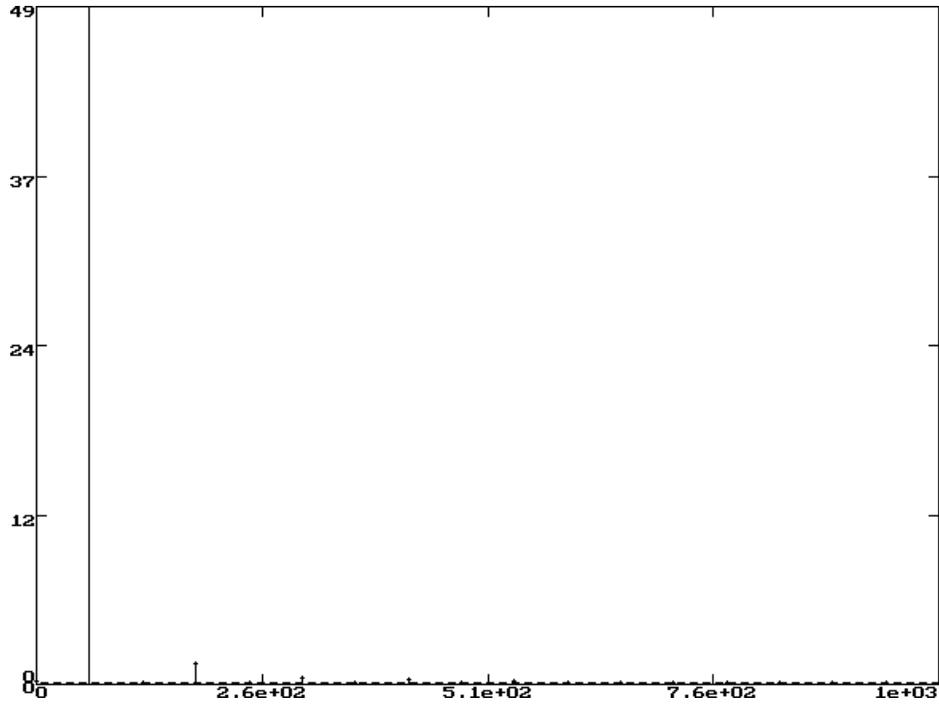


FIGURA 19: Módulo do espectro bilateral de vy(t) - arquivo VY.MAG. Configuração de PLOT: 'zoom' de 0 a 1000 Hz, dados discretos e linha vertical ponto-abcissa ativada.

Obtendo Vy(t) através de $vy(t) = \text{IFFT} \{ Vy(s) \}$, $s=j2\pi f$:

IFFT /H

Ifft U1.2

Seja o espectro bilateral $X(f)$ existindo no domínio discreto de frequências $f = \delta f * \langle -N/2+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, N/2 \rangle$ sendo δf a diferença entre frequências adjacentes e $N = 2^P$ com $P > 0$ e P inteiro. Seja $X(f)$ definida em dois arquivos ascii 'ARQF.mag' e 'ARQF.ang' constituídos por duas colunas numéricas representando respectivamente $f[\text{Hz}] \ \& \ \text{mag}\langle X(f) \rangle$ e $f[\text{Hz}] \ \& \ \text{ang}\langle X(f) \rangle [^\circ]$. Ifft lê os arquivos ARQF e determina a função discreta no domínio tempo $x(n)$ cujo espectro é $X(f)$, sendo $n = \langle k * \delta t \rangle + t_i$, $\delta t = 1 / \langle \delta f * (N - 1) \rangle$ com $k = \langle 0, 1, \dots, N-1 \rangle$ e t_i o instante de tempo correspondente ao início de $x(n)$. O resultado $n \ \& \ x(n)$ é colocado em um arquivo ARQT, de mesmo formato numérico dos anteriores e de nome e extensão a especificar. O algoritmo utilizado na transformação $X(f) \rightarrow x(n)$ é o 'Sande-Tukey Inverse Fast Fourier Transform'.

Uso: No 'prompt' do DOS digite Ifft ARQF ARQT ti

IFFT VY VY.T 0

Arquivo gerado: VY.T ⇒ Arquivo representativo da tensão $V_y(t)$ (ver figura 7).

PLOT VY.T

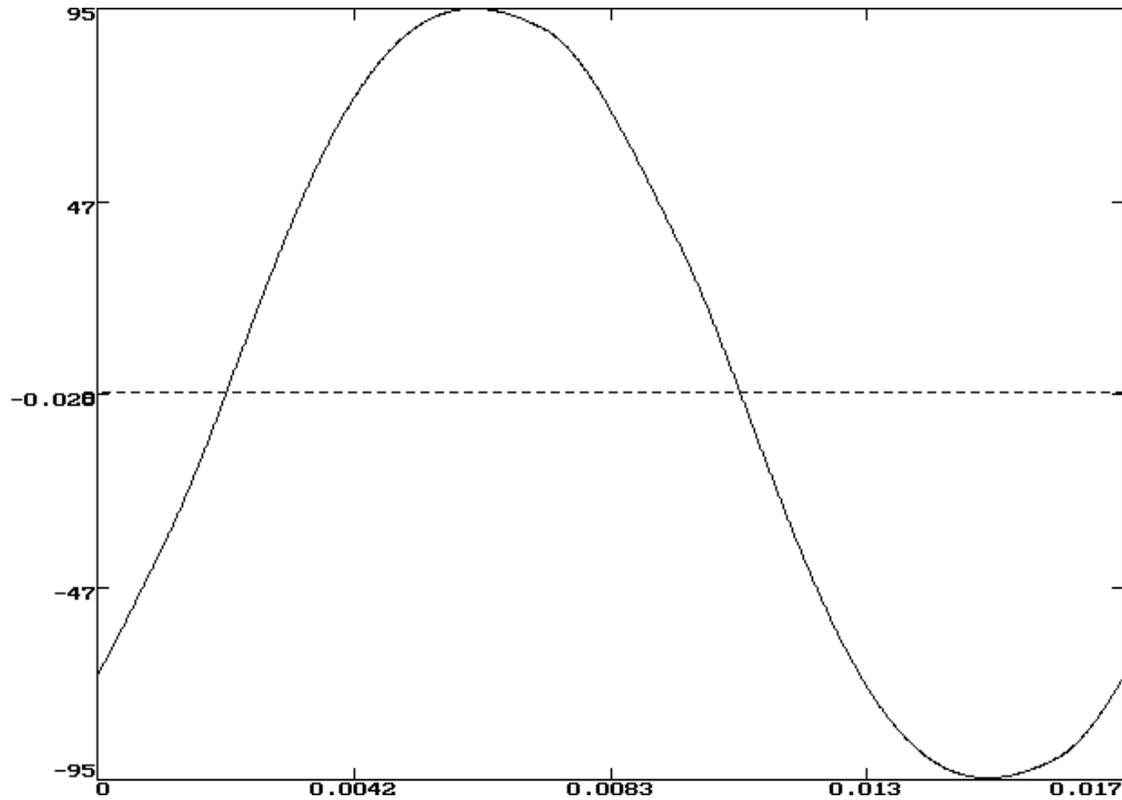


FIGURA 20: Tensão $V_y(t)$ p/ $PW/T=0.37$ $V_b=72V$ $f_o=60Hz$ e $f_p=1$ - arquivo VY.T

Nota: Da figura 7, $V_o(t) = N.V_y(t)$, ou em termos de valores eficazes, $V_{Orms} = N.V_{Yrms}$. Da tabela 7 $N=1.837$ e da figura 20 $V_{Yrms} \approx 95/\sqrt{2} = 67.2V$. Logo obtivemos $V_{Orms} = 1.837 \times 67.2V = 123.5V_{rms}$. Observe a consistência do resultado em relação aos desejados $127 \pm 3\%$ V_{rms} estipulados na tabela 5.

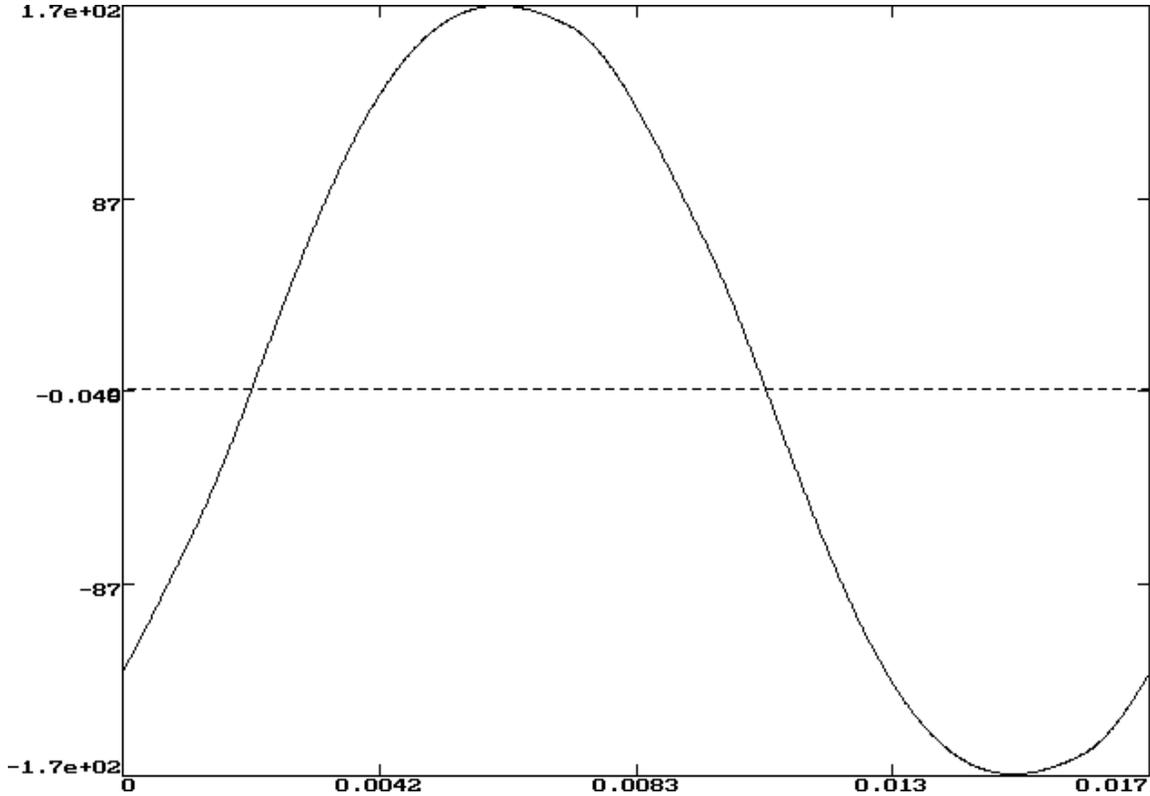


FIGURA 21: Tensão $V_o(t)$ p/ $PW/T=0.37$ $V_b=72V$ $f_o=60Hz$ e $f_p=1$ - arquivo VY.T Configuração de PLOT: Multiplicador 1.837 para Y1 ($V_o(t) = N.V_y(t)$).

Obtendo a DHT% de $V_o(t)$:

SFOUR /H

Sfour U1.54

Seja uma função $f(t)$ de período T definida em um arquivo ascii ARQT de nome e extensão a especificar, constituído por duas colunas numéricas, representando t & $f(t)$ nesta ordem. Sfour opera sobre $f(t)$ gerando dois arquivos com o mesmo nome de ARQT e extensões '.mag' e '.ang' contendo respectivamente $k*f[Hz]$ & M_k e $k*f[Hz]$ & $\alpha_k[^\circ]$ dos N cossenos (harmônicos) que constituem a série:

$$f(t) = M_0 + \sum_{k=1}^{N \rightarrow \infty} M_k \cos(2\pi f_k t + \alpha_k) \quad , \quad f = 1/T$$

O arquivo ARQT que define $f(t)$ deve conter as coordenadas dos pontos de inflexão t & $f(t)$ quando a curva de $f(t)$ é aproximada por retas em um período T :

$f(t)$	ARQT: t & $f(t)$		t & $f(t)$ (cont.)	
1	0	0	3	0
	2	0	5	0
	2	1		
	3	1		

A análise de $f(t)$ mostrada na tela ao final da execução de Sfour é armazenada em um arquivo com mesmo nome de ARQT e extensão '.anl'. A precisão e velocidade de Sfour são respectivamente direta e inversamente proporcionais a $P=\langle 0..1 \rangle$, o qual, não sendo especificado, assume o valor 'default' 0.03 (precisão $\approx 0.8\%$).

Uso de Sfour: No 'prompt' do DOS digite SFOUR ARQT N P<'default' 0.03>

SFOUR VY.T 100

Análise

Valor Médio= 0.131623
Valor RMS= 69.112371
Distorção Harmônica= 2.93 %

Obtendo o espectro de $i(t)$ através de $I(s) = V(s) / .Zo(s)$, $s=j2\pi f$:

OP V ZO I /

Arquivos gerados: I.MAG \Rightarrow Módulo do espectro BILATERAL de $i(t)$.

I.ANG \Rightarrow Ângulo do do espectro BILATERAL de $i(t)$.

Obtendo $i(t)$ através de $i(t) = \text{IFFT} \{ I(s) \}$, $s=j2\pi f$:

IFFT I I.T 0

PLOT I.T

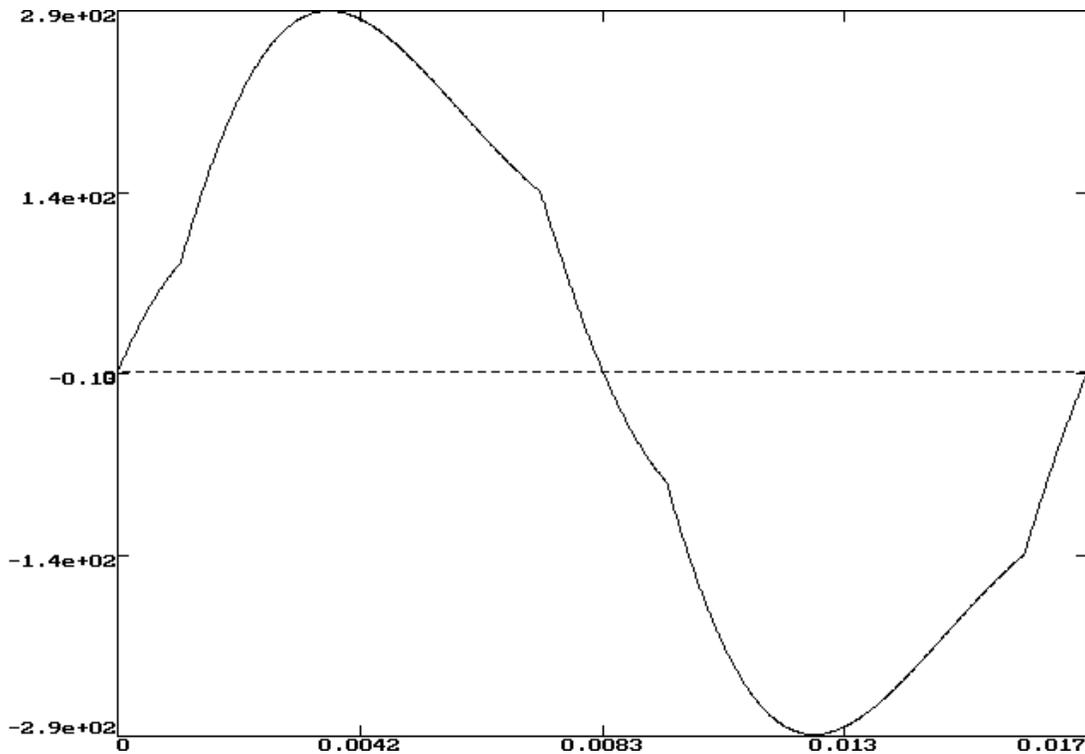


FIGURA 22: Corrente $i(t)$ p/ PW/T=0.37 Vb=72V fo=60Hz e fp=1 - arquivo I.T

Visualizando simultaneamente a tensão $v(t)$ e a corrente $i(t)$:

OPER V.AMS I.T V&I.T &

PLOT V&I.T

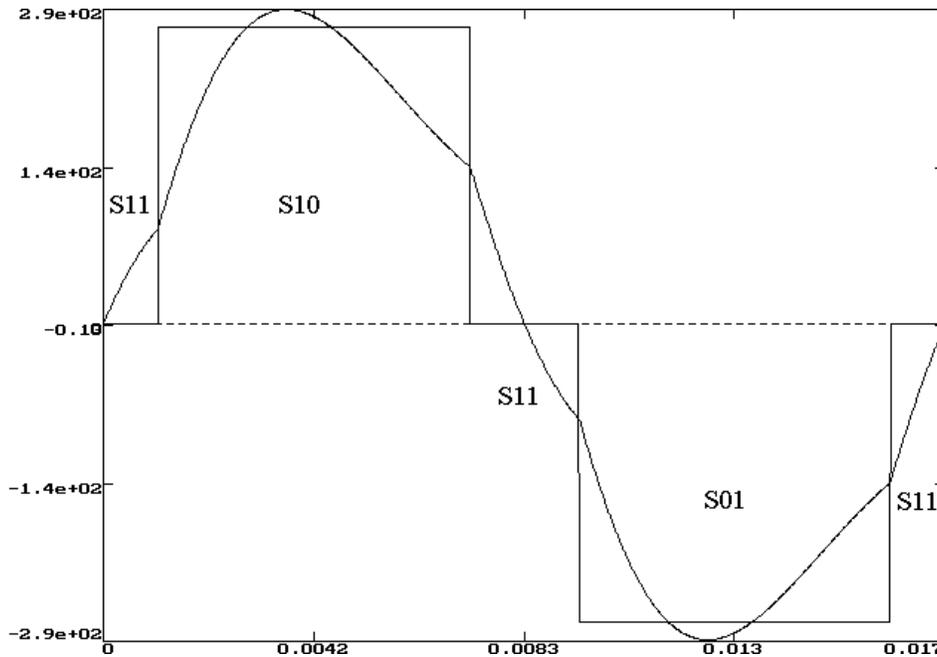


FIGURA 23: Corrente $i(t)$ e tensão $v(t)$ p/ $PW/T=0.37$ $V_b=72V$ $f_o=60Hz$ e $f_p=1$ - arquivo V&I.T
 Configuração de PLOT: 3 colunas, multiplicador 3.8 para Y1. São mostrados também os estados de comutação do inversor de acordo com a tabela 1.

4.1 - OBTENÇÃO DAS CORRENTES NA BATERIA DIODOS E TRANSISTORES:

Obtendo os intervalos de tempo de definição dos estados S_{ij} (ver tabela 1 e figura 5):

TYPE V.T

```

0          0
0.00108333  0
0.00108333  72
0.00725     72
0.00725     0
0.00941667  0
0.00941667 -72
0.01558333 -72
0.01558333  0
0.0166667   0
    
```

Logo:

TABELA 8: Intervalos de definição no tempo dos estados S_{ij} do inversor (ver tabela 1 e figura 5):	
Estado:	Intervalos de tempo em ms:
S11	0 a 1.0833 7.25 a 9.41667 15.5833 a 16.6667
S10	1.0833 a 7.25
S01	9.41667 a 15.5833

Obtendo os intervalos de tempo em que $i(t)$ é positiva e negativa:

ZCROSS /H

Zcross lê um arquivo numérico ARQ de duas colunas cada uma representando respectivamente t & f(t) nesta ordem, e identifica as passagens por zero de f(t) dentro da faixa de valores definida entre início e fim do arquivo ARQ.

Uso: ZCROSS ARQ

Zcross /v: Versao & Autor

ZCROSS I.T

0	1.00675
0.00834151	0.385149
0.0083578	-1.3953
0.0166667	-0.774346

Logo:

TABELA 9: Intervalos de definição no tempo do sentido da corrente i(t) em ms	
i(t) > 0	0 a 8.34151
i(t) < 0	8.3578 a 16.6667

Das tabelas 1, 8 e 9:

TABELA 10: Procedimento para obtenção das correntes nos dispositivos comutadores do inversor. Tempo em ms.						
1	2	3	4	5	6	7
Corrente $i_x(t)$ no dispositivo x	Estados S_{ij} em que $i_x(t) = i(t)$	Sentido de $i(t)$ p/ o qual $i_x(t) = i(t)$ no estado S_{ij} indicado na coluna 2	Intervalo de tempo de definição do estado S_{ij} indicado na coluna 2	Intervalo de tempo de definição da condição indicada na coluna 3	Intervalos de tempo em que os intervalos definidos nas colunas 4 e 5 são comuns se superpostos (i.é, intervalos em que $i_x(t) = i(t)$):	Logo, $i_x(t)$ é obtido zerando o arquivo I.T nos intervalos de tempo
Iq1(t)	S10	i(t)>0	1.0833 a 7.25	0 a 8.34151	1.0833 a 7.25	0 a 1.0833 + 7.25 a 16.6667
Iq2(t)	S01	i(t)<0	9.41667 a 15.5833	8.3578 a 16.6667	9.41667 a 15.5833	0 a 9.41667 + 15.583 a 16.6667
Iq3(t)	S11	i(t)>0	0 a 1.0833 7.25 a 9.416667 15.583 a 16.667	0 a 8.34151	0 a 1.0833 + 7.25 a 8.34151 +	8.3415 a 16.667
Iq4(t)	S10	i(t)>0	1.0833 a 7.25	0 a 8.34151	1.0833 a 7.25	
Iq4(t)	S11	i(t)<0	0 a 1.0833 7.25 a 9.416667 15.583 a 16.667	8.3578 a 16.6667	8.3578 a 9.41667 + 15.5833 a 16.667 +	0 a 8.3578
Iq4(t)	S01	i(t)<0	9.41667 a 15.5833	8.3578 a 16.6667	9.41667 a 15.5833	

1	2	3	4	5	6	7
Corrente $i_x(t)$ no dispositivo x	Estados S_{ij} em que $i_x(t) = i(t)$	Sentido de $i(t)$ p/ o qual $i_x(t) = i(t)$ no estado S_{ij} indicado na coluna 2	Intervalo de tempo de definição do estado S_{ij} indicado na coluna 2	Intervalo de tempo de definição da condição indicada na coluna 3	Intervalos de tempo em que os intervalos definidos nas colunas 4 e 5 são comuns se superpostos (i.é, intervalos em que $i_x(t) = i(t)$):	Logo, $i_x(t)$ é obtido zerando o arquivo I.T nos intervalos de tempo
id1(t)	S10	$i(t) < 0$	1.0833 a 7.25	8.3578 a 16.6667	-	0 a 16.6667
Id2(t)	S01	$i(t) > 0$	9.41667 a 15.5833	0 a 8.34151	-	0 a 16.6667
Id3(t)	S11	$i(t) < 0$	0 a 1.0833 7.25 a 9.416667 15.5833 a 16.6667	8.3578 a 16.6667	8.3578 a 9.41667 + 15.5833 a 16.667	0 a 8.3578 + 9.41667 a 15.5833
	S10	$i(t) < 0$	1.0833 a 7.25	8.3578 a 16.6667		
Id4(t)	S11	$i(t) > 0$	0 a 1.0833 7.25 a 9.416667 15.5833 a 16.6667	0 a 8.34151	0 a 1.0833 + 7.25 a 8.34151	1.0833 a 7.25 + 8.34151 a 16.6667
	S01	$i(t) > 0$	9.41667 a 15.5833	0 a 8.34151		

Nota: As correntes obtidas p/ a condição $i(t) < 0$ indicada na coluna 2, deverão ser multiplicadas por -1 através do programa OPER.EXE, conforme veremos adiante.

TABELA 11: Procedimento para obtenção da corrente de bateria $i_b(t)$. Tempo em ms.

1	2	3	4	5	6	7
Estado S_{ij} em que $i_b(t)$ relaciona-se com $i(t)$	Tipo de relação	Sentido de $i(t)$ p/ o qual vale a relação indicada na coluna 2 no estado S_{ij} indicado na coluna 1	Intervalo de tempo de definição do estado S_{ij} indicado na coluna 1	Intervalo de tempo de definição da condição (sentido de $i(t)$) indicada na coluna 3	Intervalos de tempo em que os intervalos definidos nas colunas 4 e 5 são comuns se superpostos:	Logo, $i_b(t)$ é obtido zerando o arquivo I.T nos intervalos de tempo
S10	$i_b(t) = i(t)$	$i(t) < 0$	1.0833 a 7.25	8.3578 a 16.6667	-	0 a 1.0833 + 7.25 a 9.41667 + 15.5833 a 16.6667
S10	$i_b(t) = i(t)$	$i(t) > 0$	1.0833 a 7.25	0 a 8.34151	1.0833 a 7.25	
S01	$i_b(t) = -i(t)$	$i(t) < 0$	9.41667 a 15.5833	8.3578 a 16.6667	9.41667 a 15.5833	
S01	$i_b(t) = -i(t)$	$i(t) > 0$	9.41667 a 15.5833	0 a 8.34151	-	

Da tabela 10:

```
OPER I.T 0 IQ1.T # 0 1.0833E-3
OPER IQ1.T 0 IQ1.T # 7.25E-3 16.7E-3

OPER I.T 0 IQ2.T # 0 9.41667E-3
OPER IQ2.T 0 IQ2.T # 15.5833E-3 16.7E-3
OPER IQ2.T -1 IQ2.T y 0 16.7E-3
OPER I.T 0 IQ3.T # 8.34151E-3 16.7E-3

OPER I.T 0 IQ4.T # 0 8.3578E-3
OPER IQ4.T -1 IQ4.T y 0 16.7E-3

OPER I.T 0 ID3.T # 0 8.3578E-3
OPER ID3.T 0 ID3.T # 9.41667E-3 15.5833E-3
OPER ID3.T -1 ID3.T y 0 16.7E-3

OPER I.T 0 ID4.T # 1.0833E-3 7.25E-3
OPER ID4.T 0 ID4.T # 8.34151E-3 16.7E-3
```

Da tabela 11:

```
OPER I.T 0 IB.T # 0 1.0833E-3
OPER IB.T 0 IB.T # 7.25E-3 9.41667E-3
OPER IB.T 0 IB.T # 15.5833E-3 16.7E-3
OPER IB.T -1 IB.T y 9.41667E-3 15.5833E-3
```

IMPORTANTE: PARA VERIFICAR A CONSISTÊNCIA DOS RESULTADOS:

$$1- \text{ Testar se } V_b \cdot i_b(t)_{av} \approx R_p \cdot (i(t)_{rms})^2 + \frac{(V_y(t)_{rms})^2}{R_r}$$

⇒ Os valores médios e eficazes podem ser calculados pelo programa EMAF.EXE. Este teste verifica o balanço entre a potência útil entregue pela bateria e a soma das potências úteis entregue à carga e perdida no inversor por efeito Joule.

2- Testar se a equação do nó superior da figura 1 é obedecida: $i_{q1}(t) + i_{q2}(t) - i_{d1}(t) - i_{d2}(t) - i_b(t) = 0$

3- Testar se a equação do nó inferior da figura 1 é obedecida: $i_b(t) - i_{q3}(t) - i_{q4}(t) + i_{d4}(t) + i_{d3}(t) = 0$

⇒ A soma dos arquivos representativos de cada corrente pode ser efetuada pelo programa OPER.EXE

Plotando as correntes $i_{q1}(t)$ a $i_{q4}(t)$, $i_{d3}(t)$ e $i_{d4}(t)$ e $i_b(t)$:

Nota: Não plotaremos $i_{d1}(t)$ e $i_{d2}(t)$ porque foi verificado na tabela 10 que para esta situação ($f_p=1$) ambas as correntes são nulas.

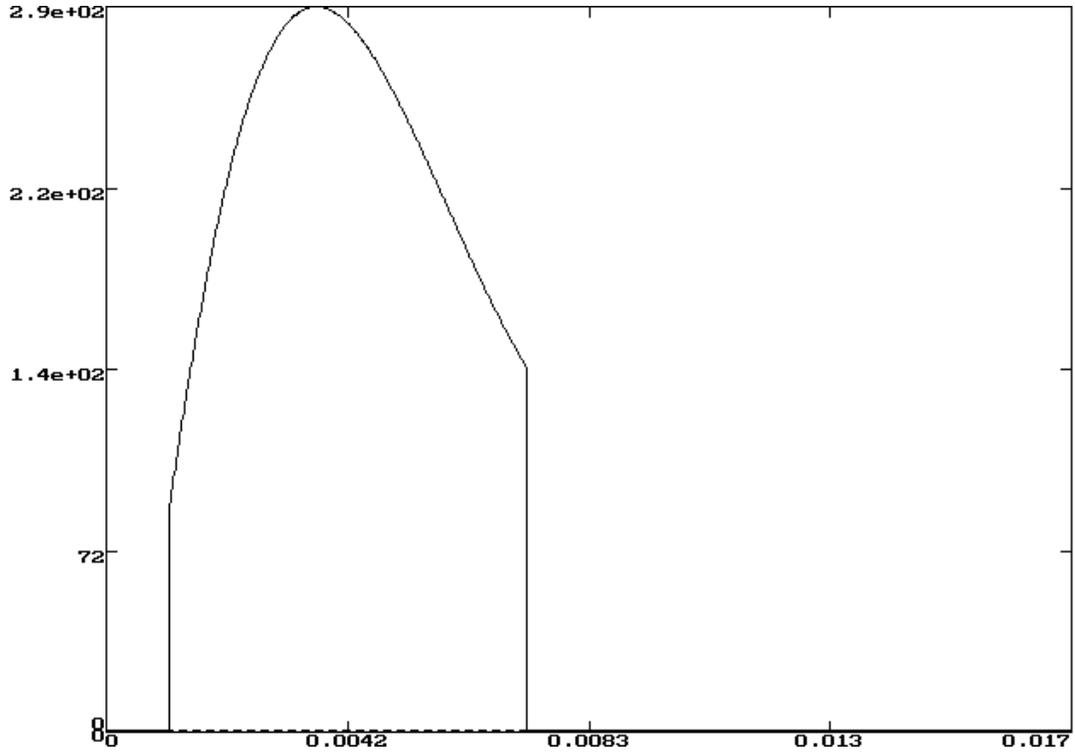


FIGURA 24: Corrente $i_{q1}(t)$ p/ PW/T=0.37 Vb=72V fo=60Hz e fp=1 - arquivo IQ1.T

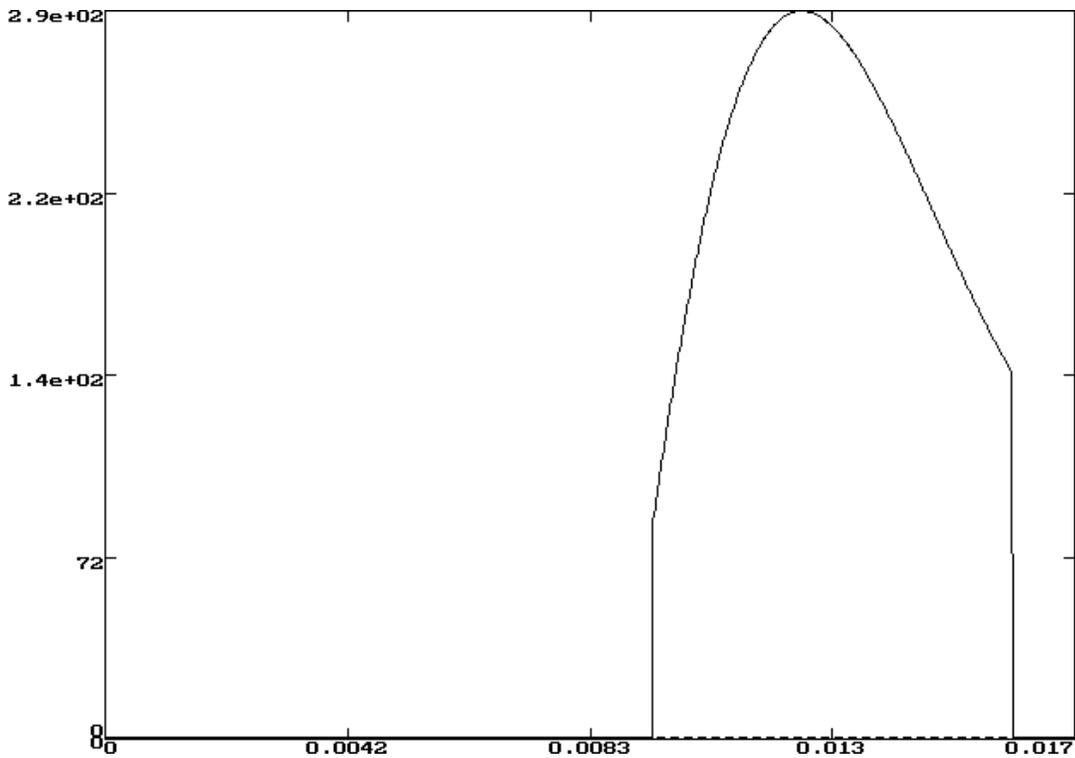


FIGURA 25: Corrente $i_{q2}(t)$ p/ PW/T=0.37 Vb=72V fo=60Hz e fp=1 - arquivo IQ2.T

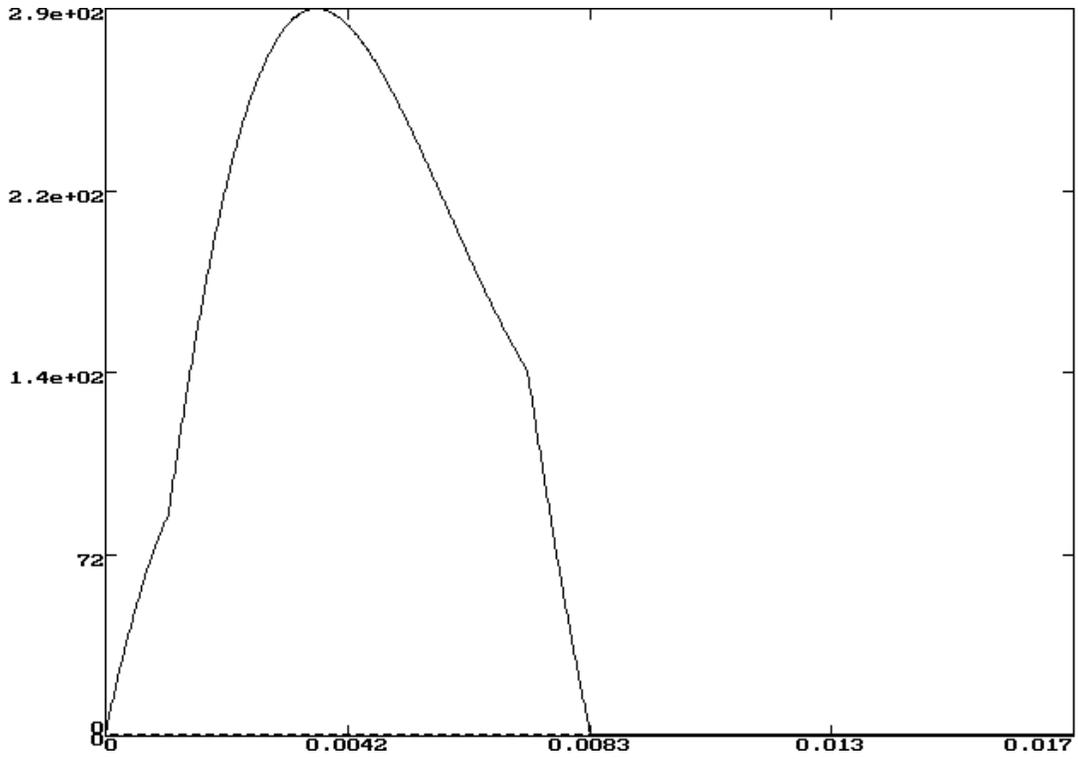


FIGURA 26: Corrente $i_{q3}(t)$ p/ PW/T=0.37 Vb=72V fo=60Hz e fp=1 - arquivo IQ3.T

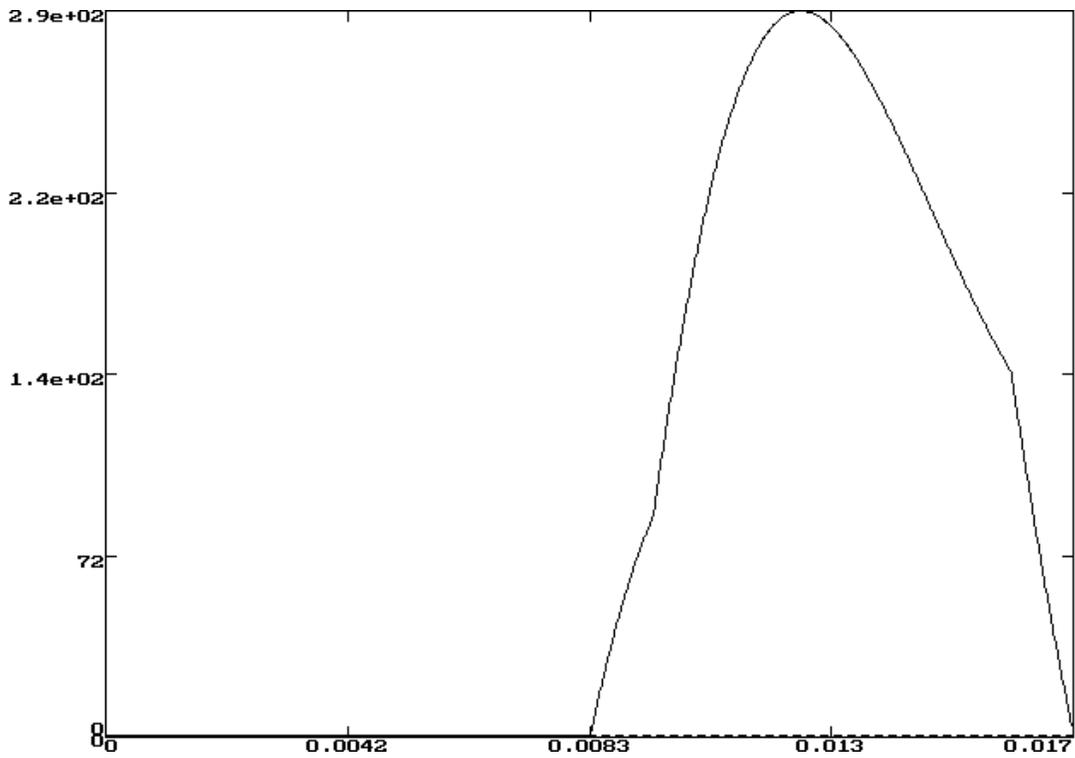


FIGURA 27: Corrente $i_{q4}(t)$ p/ PW/T=0.37 Vb=72V fo=60Hz e fp=1 - arquivo IQ4.T

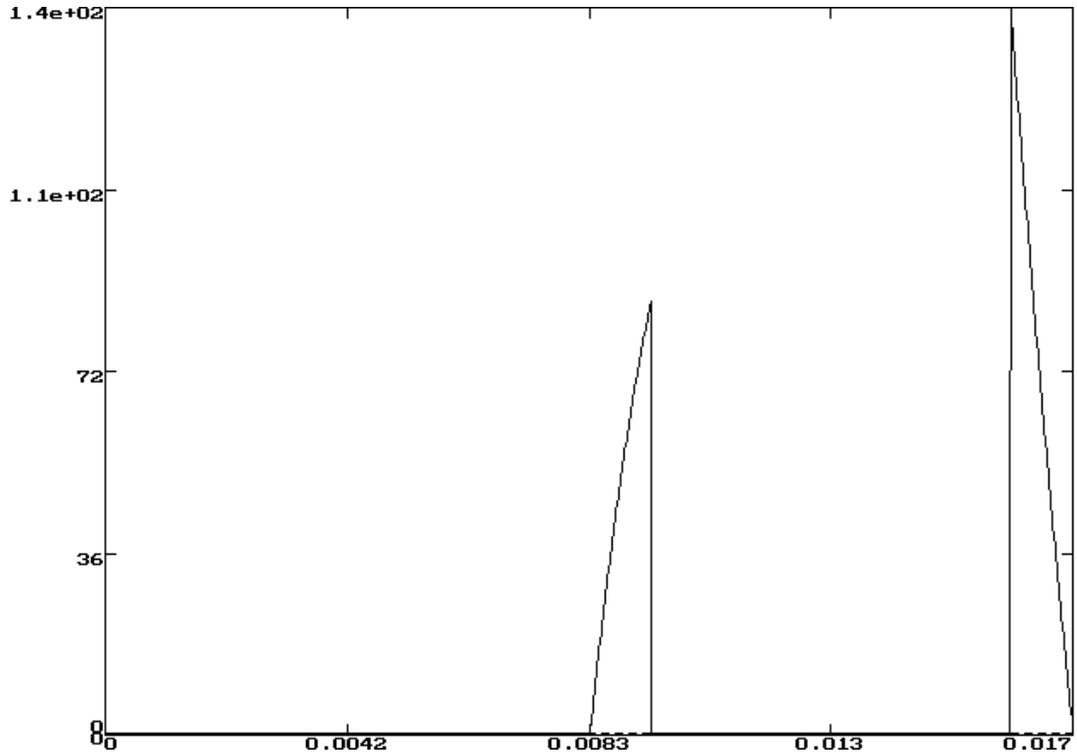


FIGURA 28: Corrente $i_{d3}(t)$ p/ PW/T=0.37 Vb=72V fo=60Hz e fp=1 - arquivo ID3.T

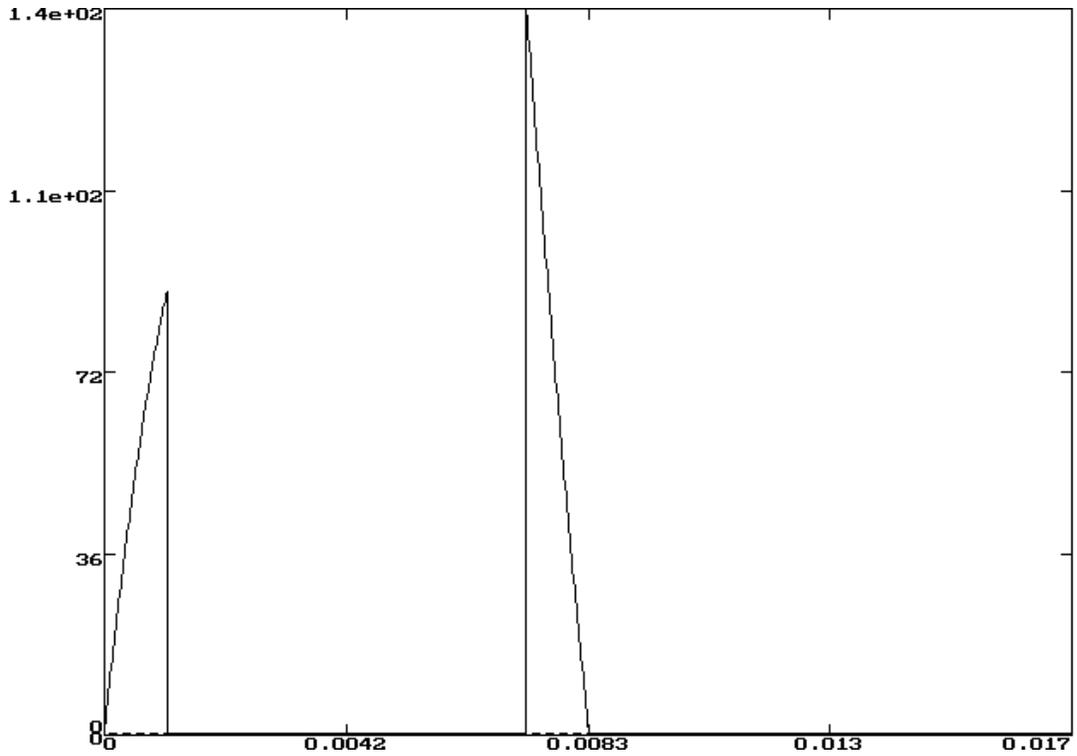


FIGURA 29: Corrente $i_{d4}(t)$ p/ PW/T=0.37 Vb=72V fo=60Hz e fp=1 - arquivo ID4.T

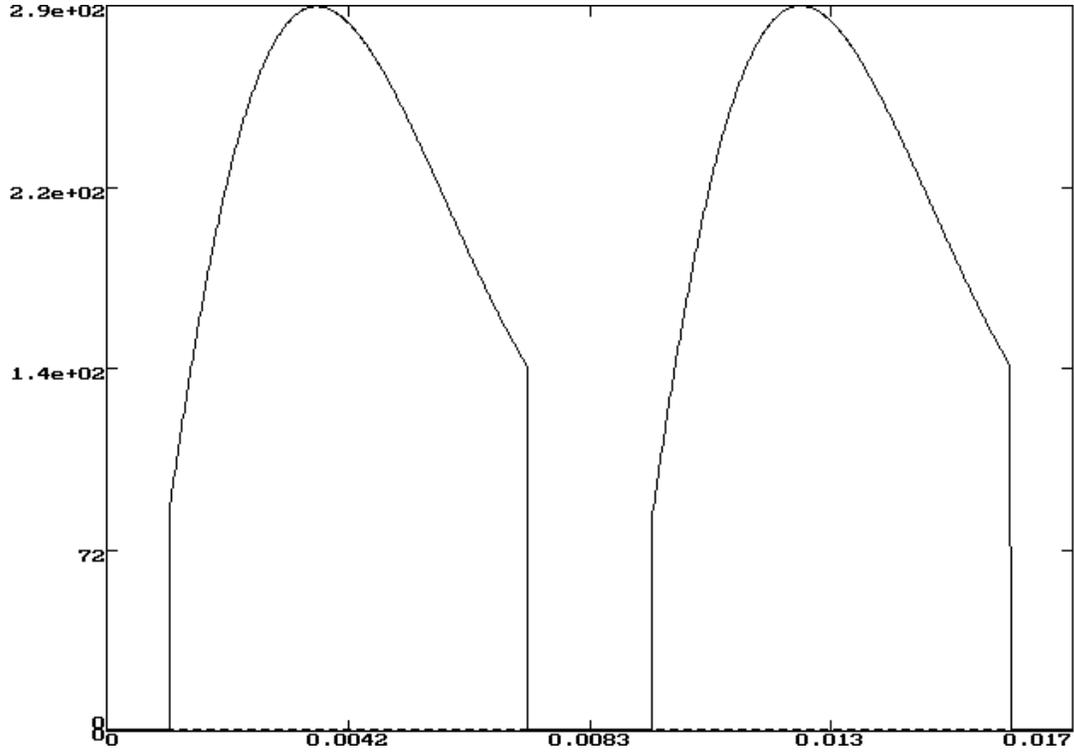


FIGURA 30: Corrente $i_b(t)$ p/ $PW/T=0.37$ $V_b=72V$ $f_o=60Hz$ e $f_p=1$ - arquivo IB.T

4.2 - OBTENÇÃO DOS VALORES MÉDIOS E EFICAZES DAS CORRENTES NOS TRANSISTORES, DIODOS E BATERIA:

EMAF /H

Emaf V1.32

Seja uma função do tempo $f(t)$ de período T caracterizada por um arquivo ascii ARQ, de nome e extensão a especificar, com duas colunas numéricas espaçadas, em notação ponto flutuante ou científica, cada uma delas representando respectivamente t & $f(t)$. Emaf calcula o valor eficaz, médio e a integral (área) de $f(t)$ no período T (intervalo especificado pela coluna numérica t) e coloca os resultados em um arquivo de mesmo nome do arquivo ARQ mas com extensão '.ema'.

Uso de Emaf: No 'prompt' do DOS digite EMAF ARQ

EMAF IQ1.T

```

Análise
-----
área= 1.39703
valor médio= 83.8215
valor rms= 141.351
    
```

EMAF IQ2.T

```

Análise
-----
área= 1.39677
valor médio= 83.806
valor rms= 141.395
    
```

EMAF IQ3.T

```

Análise
    área= 1.52523
    valor médio= 91.5139
    valor rms= 143.534
    
```

EMAF IQ4.T

```

Análise
    área= 1.523
    valor médio= 91.3797
    valor rms= 143.551
    
```

EMAF ID3.T

```

Análise
    área= 0.126228
    valor médio= 7.57369
    valor rms= 24.785
    
```

EMAF ID4.T

```

Análise
    área= 0.128208
    valor médio= 7.69244
    valor rms= 24.9417
    
```

EMAF IB.T

```

Análise
    área= 2.7938
    valor médio= 167.627
    valor rms= 199.932
    
```

5 - TRABALHO PROPOSTO:

Seja um inversor ressonante conforme a figura 1 a ser projetado para atender as seguintes especificações:

TABELA 12: Especificações de performance do inversor ressonante			
Parâmetro:	Símbolo:	Valor:	Unidade:
Tensão VAC de saída Vo(t) eficaz	VOrms	127 ± 3%	Vrms
Frequência da tensão Vo(t)	fo	60	Hz
Distorção Harmônica Total máxima da tensão Vo(t)	DHT%Vo(t)	5	%
Potência Aparente Nominal da Carga	Snom	30	KVA
Fator de Potência de carga	fp	0.85 atrasado a 0.85 adiantado	-
Tensão de alimentação VDC	Vb	120	Vdc
Eficiência de Conversão	η	80	%

Pede-se que após a fase de projeto sejam determinados os seguintes resultados na análise:

TABELA 13: Resultados a serem obtidos na simulação

Obter sob a(s) situação(ões) :	
<u>Situação 1</u> : Snom=30KVA fp=1 <u>Situação 2</u> : Snom=30KVA fp=0.85 atrasado <u>Situação 3</u> : Snom=30KVA fp=0.85 adiantado <u>Situação 4</u> : Snom=0 KVA fp=1 (vazio)	
os seguintes resultados:	
1	Gráfico de Vo(t) e sua DHT%
2	Gráfico de iq1(t), iq2(t), iq3(t) e iq4(t) e seus valores médios e eficazes
3	Gráfico de id1(t), id2(t), id3(t) e id4(t) e seus valores médios e eficazes
4	Gráfico de ib(t) e seu valor médio e eficaz

Nota 1: Projeta-se o filtro para a situação 1 objetivando o máximo rendimento de conversão ($\rho=1$) do filtro. Para as demais situações, o filtro permanece conforme situação 1, isto é, mantém-se os valores calculados para N , L_p , C_s , e R_p sendo Z_L o único parâmetro que varia.

Nota 2: Para fp adiantado utilizar modelo da figura 7 sendo C_L representativo dos VAR negativos da carga, isto é, C_p é a soma do capacitor C_s do filtro obtido na situação 1 mais C_L transferida para o primário de T1.

Nota 3: Para fp atrasado utilizar modelo da figura 8, sendo L_L representativo dos VAR positivos da carga.

Nota 4: Para situação a vazio, utilizar modelo da figura 7 com $Z_L \rightarrow \infty$. A nível de simulação, isto implica atribuir um valor suficientemente alto para R_r nas equações (4) e (6). Para todos os fins práticos $R_r=100 M\Omega$ é suficiente.

Nota 5: Não esquecer que faremos o papel do controlador do inversor, no sentido de manter a tensão $V_y(t)$ de pico dentro dos limites $\frac{127\sqrt{2}}{N} \pm 3\%$ através da variação da largura de pulso PW (\Rightarrow índice_mod do programa PWMGEN). A tensão $V_y(t)$ tenderá a sair fora dos limites de 3% a medida em que mudamos a situação analisada da situação 1 para as demais, de modo que teremos que ajustar iterativamente PW/T para estabilizar $V_y(t)$ na faixa $\pm 3\%$. Ver figuras 5 e 13.

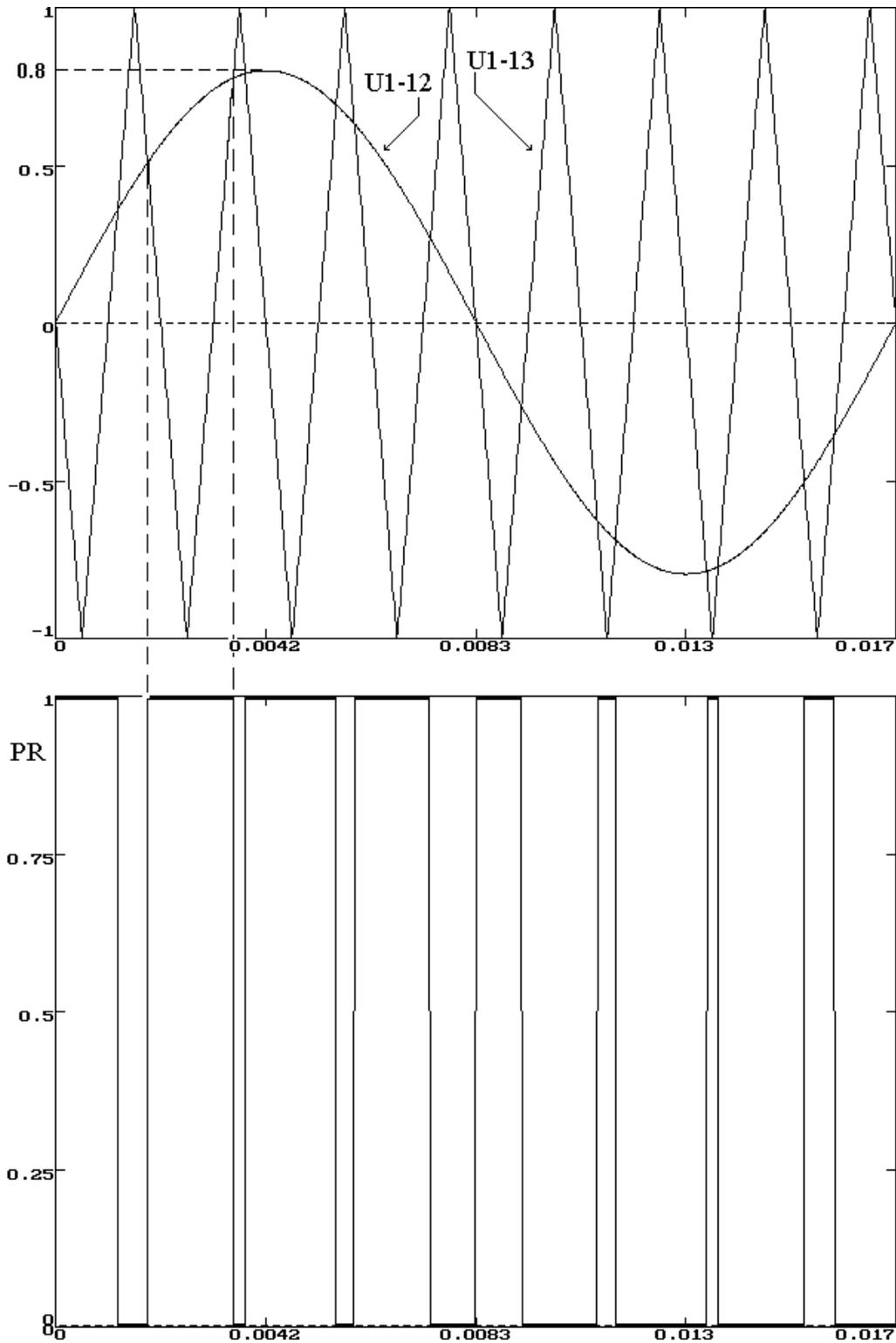


FIGURA 33: Tensões normalizadas do circuito da figura 32, mostrando a formação do sinal PR $p/ n=7$, $f_0=60\text{Hz}$ ($f_s=960\text{Hz}$) e $m=0.8$.

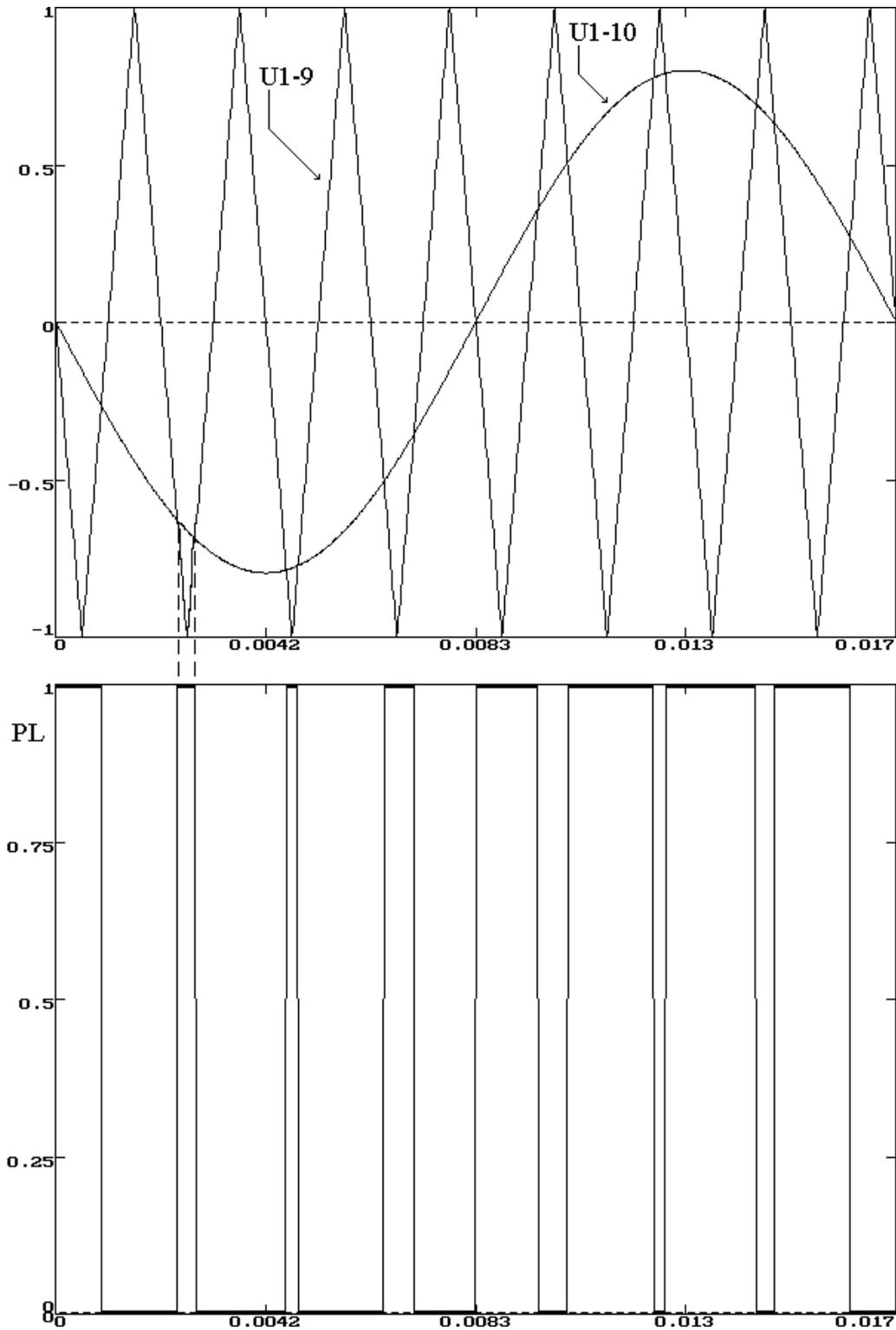


FIGURA 34: Tensões normalizadas do circuito da figura 32, mostrando a formação do sinal PL $p/ n=7$, $f_0=60\text{Hz}$ ($f_s=960\text{Hz}$) e $m=0.8$.

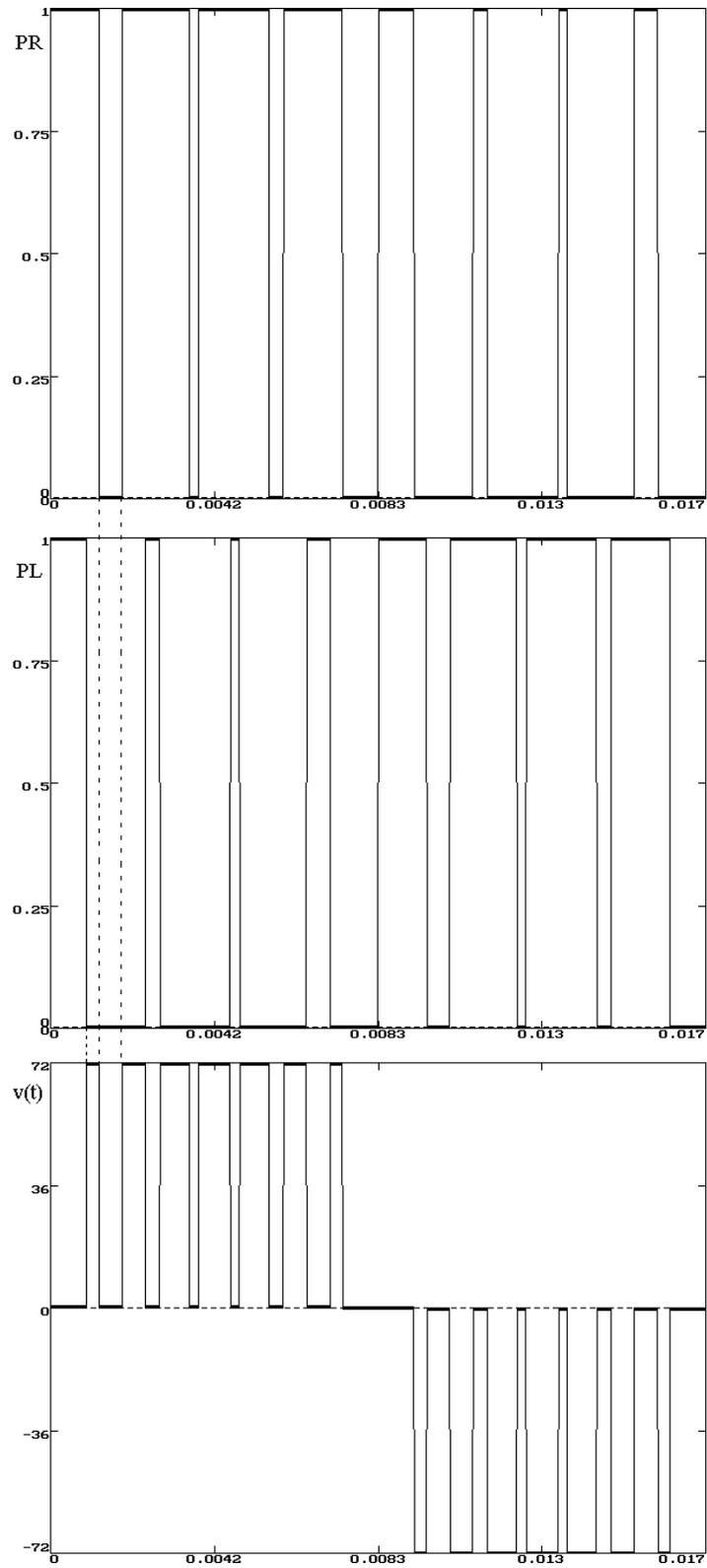


FIGURA 35: Tensão $v(t)$ formada a partir dos sinais PR e PL p/ $V_b=72V$, $f_o=60Hz$, $n=7$, $f_s=960Hz$ e $m=0.8$.

7.2 - ESTADOS DE COMUTAÇÃO DO INVERSOR: Pela análise das figuras 1 e 35, podemos concluir que um inversor em ponte cujo controlador seja funcionalmente semelhante ao circuito da figura 32 poderá ter os seguintes possíveis estados de comutação:

TABELA 14: Estados de Comutação de um inversor PWM c/ topologia de circuito conforme figura 1 controlado pelo circuito da figura 32.							
Estado	Q1	Q2	Q3	Q4	v(t)	Percurso da corrente i(t):	
						p/ i(t) < 0 :	p/ i(t) > 0 :
S11	off	off	on	on	0	Zo - Q4 - D3	Zo - Q3 - D4
S10	on	off	on	off	+Vb	Zo - D1 - B - D3	Zo - Q3 - B - Q1
S00	on	on	off	off	0	Zo - D1 - Q2	Zo - D2 - Q1
S01	off	on	off	on	-Vb	Zo - Q4 - B - Q2	Zo - D2 - B - D4

7.3 - CARACTERÍSTICAS ESPECTRAIS DA TENSÃO V(t): Expandindo v(t) (ver figuras 1 e 35) em sua Série Trigonômica de Fourier em Cosseno (equação 27), podemos obter seu Espectro Unilateral. Com base no resultado da análise espectral de v(t) podemos concluir sobre qual estratégia adotar no dimensionamento do filtro mostrado nas figuras 6 (repetida abaixo na figura 36), 7 e 8. As figuras 39 a 43 mostram os espectros de v(t) em dois inversores idênticos exceto pelo número de pulsos por semiciclo (n=7 e n=21) para índices de modulação m=1 e m=0.7. Na análise destas figuras ter em mente que a função do filtro é idealmente transferir a componente espectral em fo com o mínimo de perdas eliminado o máximo possível os harmônicos superiores.

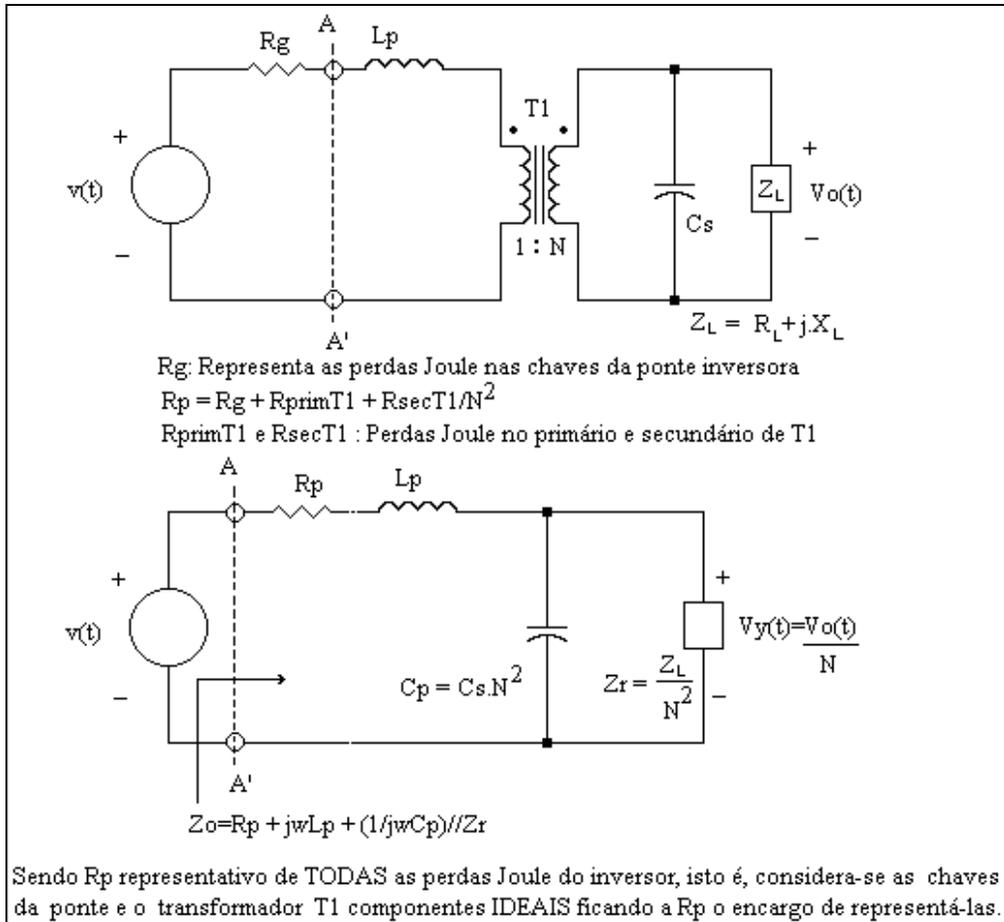


FIGURA 36: Modelo do filtro de um inversor PWM (ver figura 1).

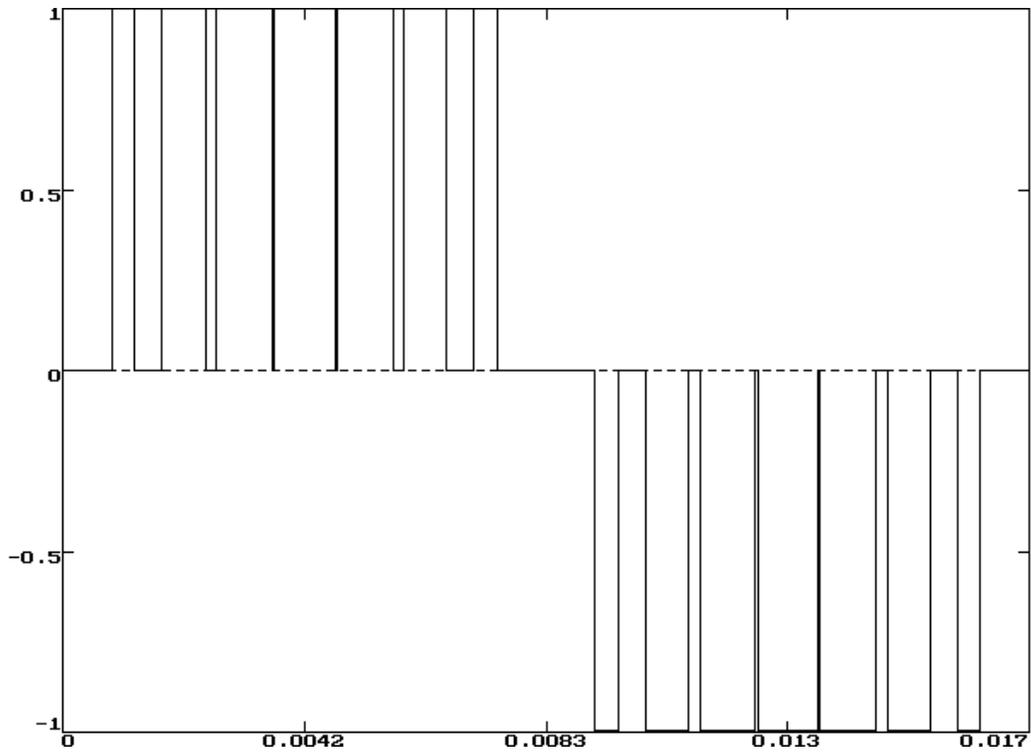


FIGURA 37: Tensão $v(t)$ normalizada em relação a V_b p/ $f_o=60\text{Hz}$, $n=7$ e $m=1$.

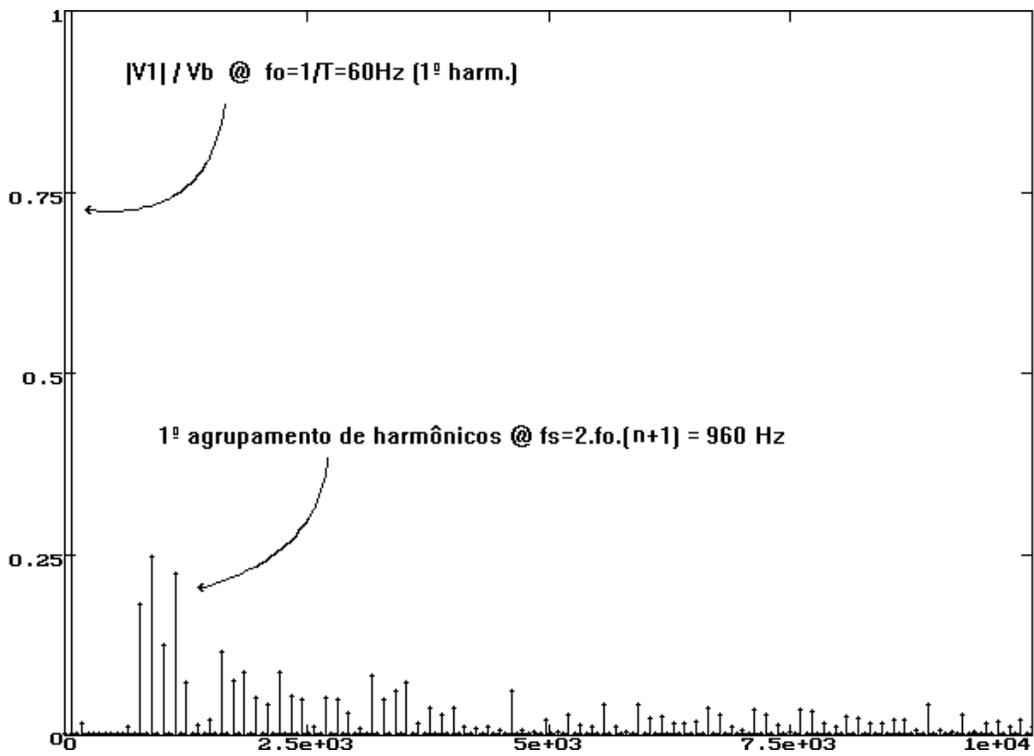


FIGURA 38: Módulo do espectro da tensão $v(t)$ mostrada na figura 37.

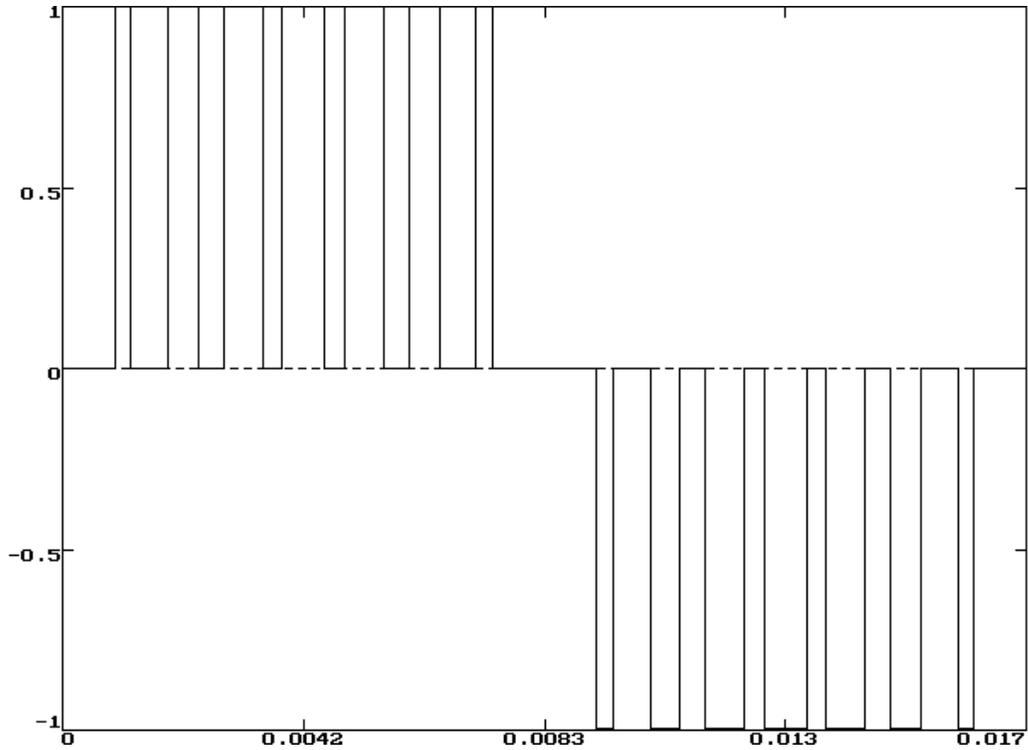


FIGURA 39: Tensão $v(t)$ normalizada em relação a V_b p/ $f_0=60\text{Hz}$, $n=7$ e $m=0.7$.

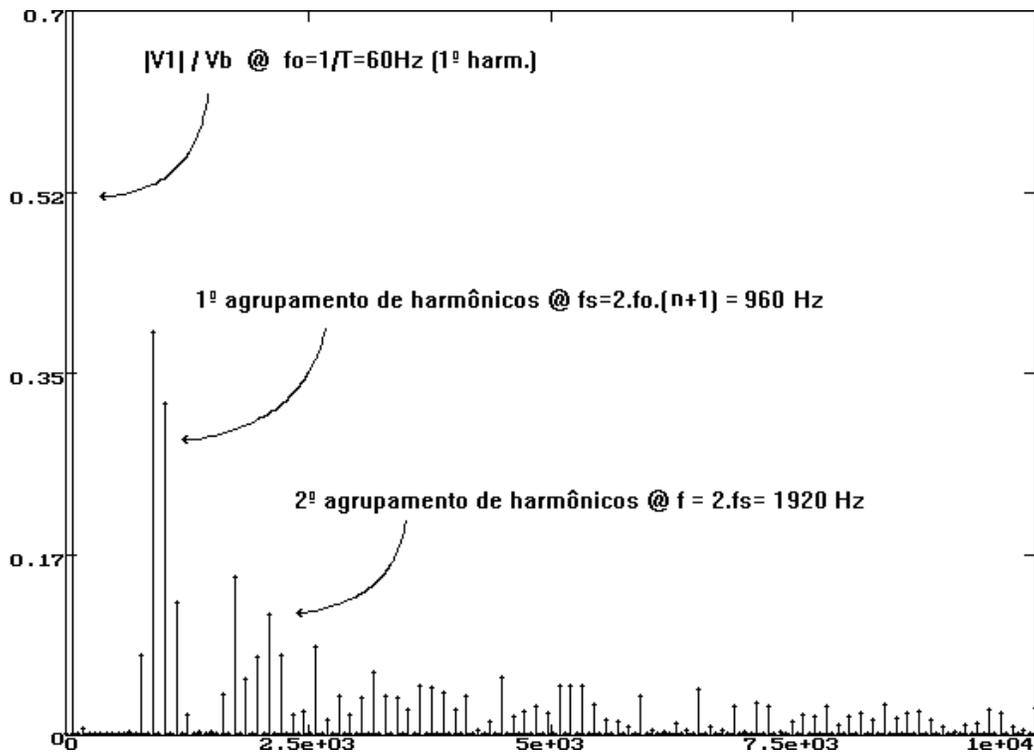


FIGURA 40: Módulo do espectro da tensão $v(t)$ mostrada na figura 39.

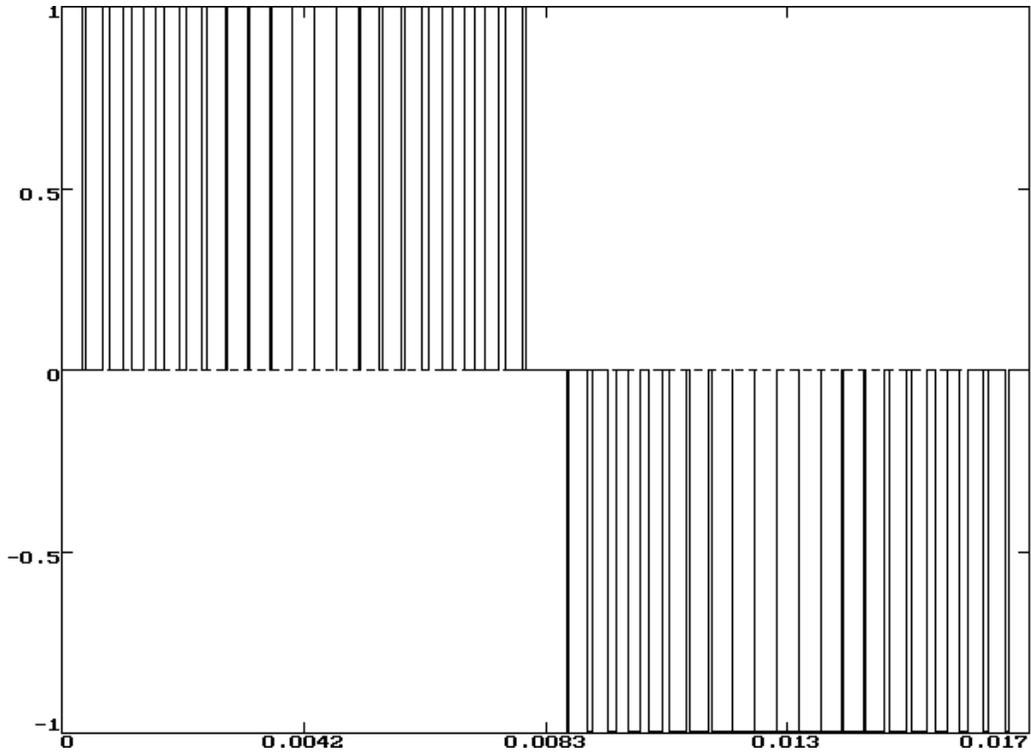


FIGURA 41: Tensão $v(t)$ normalizada em relação a V_b p/ $f_0=60\text{Hz}$, $n=21$ e $m=1$.

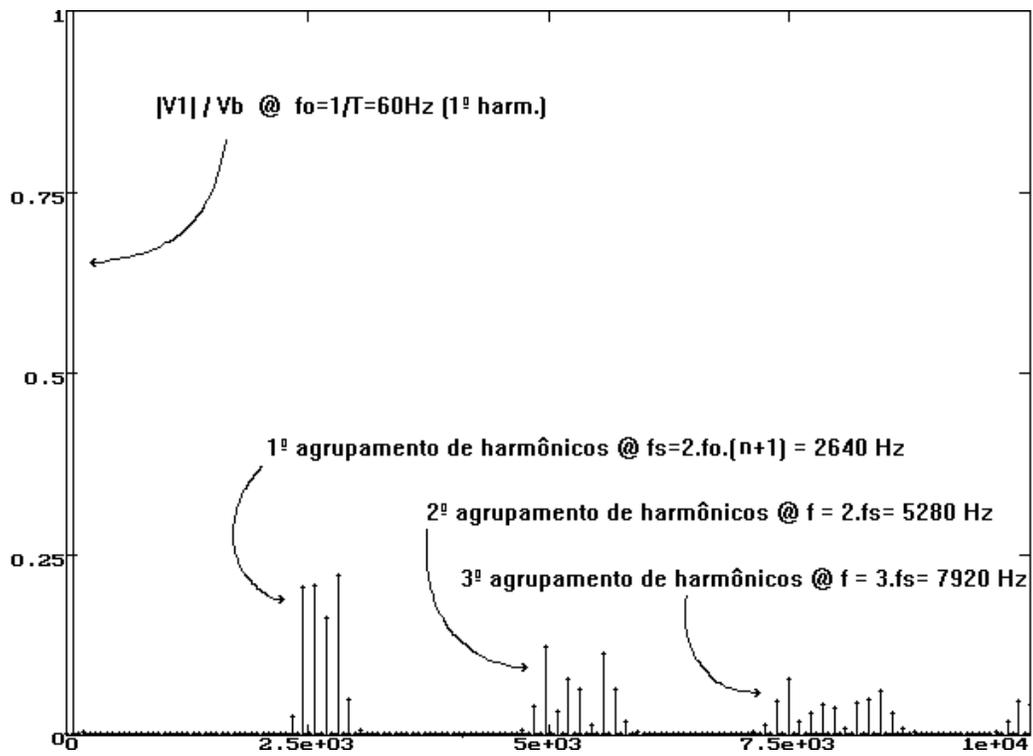


FIGURA 42: Módulo do espectro da tensão $v(t)$ mostrada na figura 41.

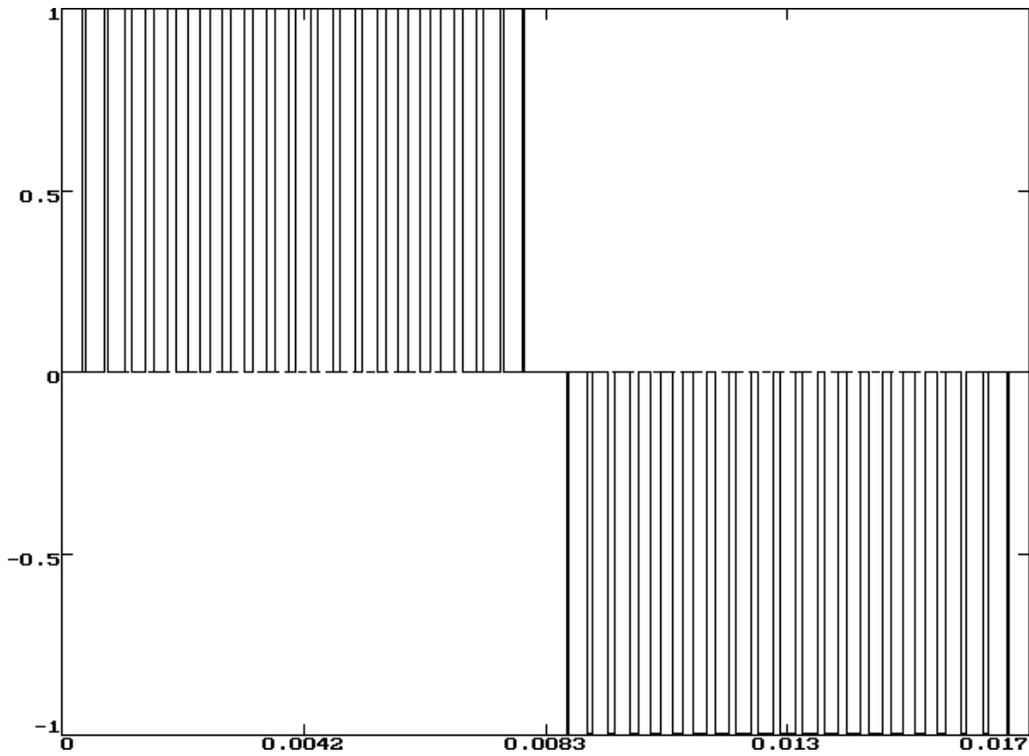


FIGURA 43: Tensão $v(t)$ normalizada em relação a V_b p/ $f_o=60\text{Hz}$, $n=21$ e $m=0.7$.

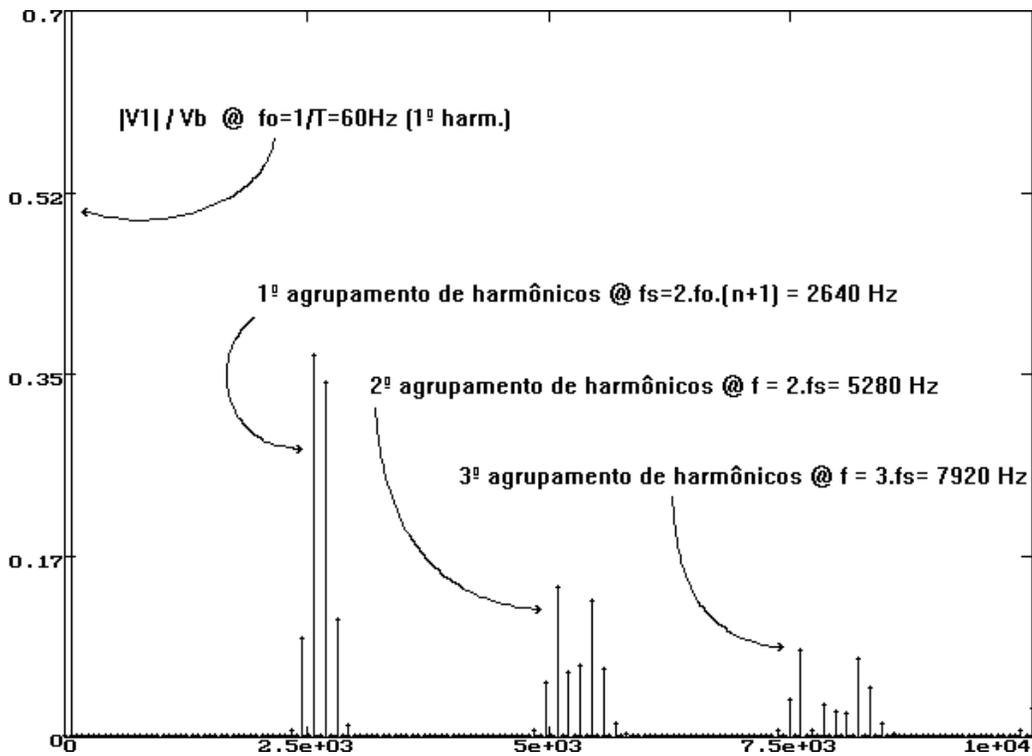


FIGURA 44: Módulo do espectro da tensão $v(t)$ mostrada na figura 43.

TABELA 15: Aspectos relevantes a serem observados nas figuras 37 a 44	
1º	O módulo do espectro de $v(t)$ apresenta um “vale” aproximadamente entre f_0 e $f_s=2.f_0.(n+1)$ no qual não existem componentes espectrais, sendo n o número de pulsos por semiciclo do inversor.
2º	A amplitude do 1º harmônico (fundamental) em f_0 é diretamente proporcional ao índice de modulação m (o sistema é portanto linear).
3º	O módulo do espectro de $v(t)$ é tal que os harmônicos de ordem superior a da fundamental em f_0 tendem a organizar-se em “grupos” de raias espectrais cuja frequência central é um múltiplo inteiro de f_s . A região de abrangência de cada “grupo” no domínio frequência será tanto melhor definida quanto maior for o valor de n .
4º	A amplitude média dos “grupos” de harmônicos superiores varia inversamente com o índice de modulação m (logo devemos esperar um aumento da DHT% de $v(t)$ - e de $v_o(t)$ - para m pequeno).

7.4 FILTRO: Da tabela 15 1º item obtemos o 1º critério de dimensionamento do filtro (ver figuras 6,7 e 8):

Colocar o mínimo de $|Z_o(s)|$ e o máximo de $|H(s)|$ próximos a frequência dada por $\sqrt{f_0 \cdot f_s}$.

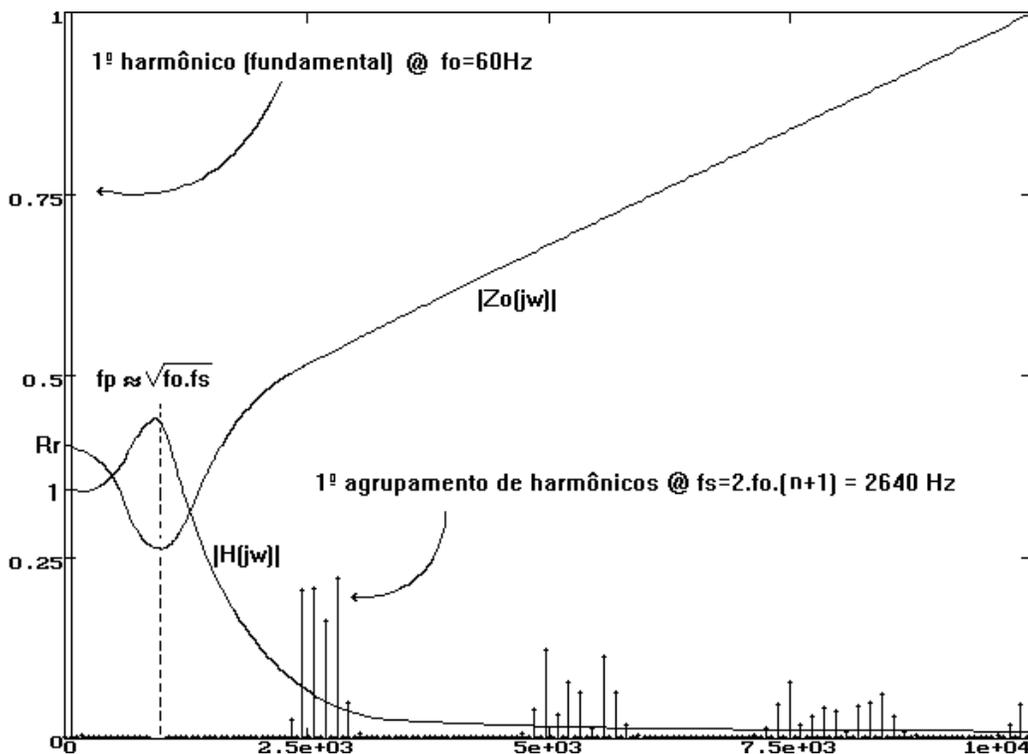


FIGURA 45: Estratégia de localização dos pólos do filtro. Note que como o mínimo de $|Z_o(j\omega)|$ encontra-se no “vale” espectral entre f_0 e f_s a corrente solicitada da ponte é minimizada em relação ao inversor ressonante, já que não existe raia espectral na frequência do mínimo. Note também que os harmônicos superiores estão em frequências bem acima do “overshoot” de $|H(j\omega)|$ e que a fundamental está bem abaixo, o que contribui bastante para a redução da DHT% da tensão de saída $v_o(t)$. Acima de tudo, note que o filtro de um inversor PWM é muito menor (\Rightarrow + leve, + barato) que o de um ressonante, já que sua frequência de corte é bem superior a f_0 , e tanto menor será quanto maior for f_s (Nota: $f_s \uparrow \Rightarrow$ perdas por comutação nas chaves $\uparrow \Rightarrow$ compromisso entre custo e eficiência). Note que um inversor PWM com $n < 7$ terá pouca diferença em termos de performance operacional em relação a um ressonante, e portanto não é usual encontrarmos esta situação.

⇒ Dentro desta estratégia, como tanto a fundamental em f_0 como os “grupos” de harmônicos a partir de f_s estão ambos afastados da frequência f_p dos pólos do filtro (que coincide aproximadamente com a $f_{p_{max}}$ - equação 24), conclui-se que o filtro de um inversor PWM será muito menos crítico em relação ao Q do que o de um inversor ressonante. Mesmo assim, procura-se arbitrar o Q em uma faixa de valores obedecendo ao critério indicado na figura 46 a seguir:

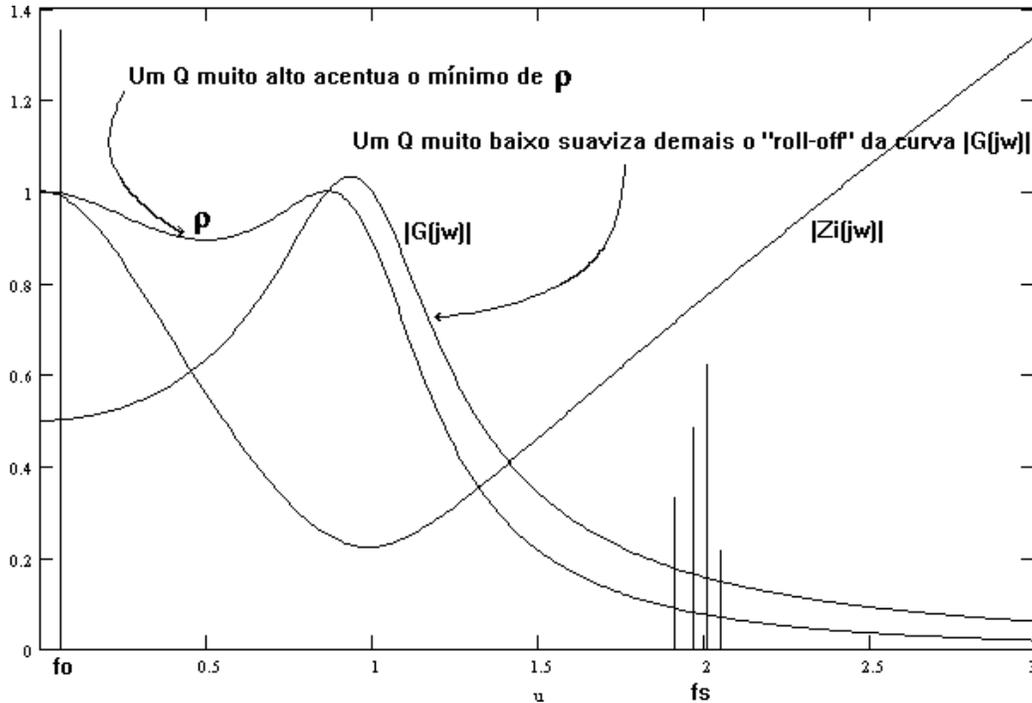


FIGURA 46: Critério de arbitrio do fator de qualidade Q. Um Q muito alto acentua o mínimo na “sela” da curva de ρ o que diminuiria o rendimento de conversão caso a fundamental em f_0 eventualmente coincidisse com este ponto mínimo. A coincidência do ponto de ρ_{min} com f_0 pode ocorrer por efeito de dessintonia do filtro face a variações anormais do fator de potência da carga, temperatura de operação alta do material magnético do indutor L_p (por sobrecarga), etc... Um Q muito baixo diminui o “roll-off” da curva de $|G(jw)|$ fazendo com que os “grupos” de harmônicos sejam menos atenuados aumentando a DHT% da tensão de saída $v_o(t)$. Para evitar estes inconvenientes arbitra-se o Q na faixa $1 < Q < 3$, sendo que quanto maior n, menor necessitará ser o Q arbitrado dentro desta faixa.

7.5 - CONSIDERAÇÕES SOBRE O CIRCUITO DRIVER:

Devido ao fato de um inversor PWM usualmente operar com frequência de chaveamento da ordem de KHz, torna-se obrigatório o uso de alguma técnica de minimização dos tempos de comutação objetivando com isto reduzir as perdas por chaveamento. Trataremos aqui do caso específico do transistor bipolar.

Idealmente o transistor deveria comutar instantaneamente entre os estados “off” (chave aberta) e “on” (chave fechada), de modo que em nenhum instante durante o processo de chaveamento existisse simultaneamente corrente não-nula percorrendo o dispositivo e tensão não-nula através do dispositivo. No entanto, em uma situação operacional real, o transistor real terá tempos de comutação não-nulos implicando em uma superposição dos intervalos de corrente e tensão não-nulas acarretando dissipação (perda) de potência $P=VI$ no transistor.

Como o desligamento (“on”→“off”) de um transistor bipolar é bem mais lento do que o acionamento (“off”→“on”), a escola clássica sugere que a excitação de base de um transistor bipolar NPN operando sob regime de comutação seja tal que no e a partir do momento da transição “on” →“off” seja

aplicada uma tensão negativa entre base e emissor durante todo o estado “off” de forma a descarregar rapidamente as capacitâncias intrínsecas da junção e assim acelerar a transição “on” → “off”. Esta tensão negativa deve ser de aproximadamente 5V já que a junção base-emissor de um transistor bipolar comporta-se como um diodo zener de aproximadamente 8V, se reversamente polarizada. Se ultrapassarmos o limiar de 8V colocaríamos a junção base-emissor sob avalanche e destruiríamos o transistor.

No entanto, se observarmos os tempos de comutação em um osciloscópio, veremos que quanto maior a polarização reversa de base durante o estado “off” menor o tempo de transição “on” → “off”, até o limite de 8V. Portanto, se quiséssemos acelerar ao máximo a velocidade de comutação de um transistor bipolar deveríamos ultrapassar a barreira dos 8V.

E se realmente colocássemos a junção base-emissor sob avalanche, mas durante um intervalo de tempo suficientemente pequeno para não danificar a junção, mas suficientemente grande para descarregar as capacitâncias intrínsecas da junção? A figura 47 ilustra as formas de onda da tensão e corrente de base resultantes desta estratégia.

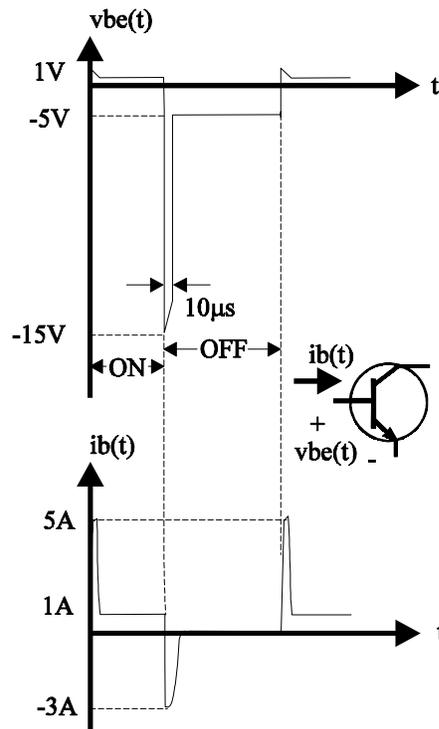


FIGURA 47: Estratégia de excitação de base para reduzir os tempos de comutação de um transistor bipolar.

Observe que somente por $10\mu s$ é imposta à junção uma dissipação alta de potência (45W), intervalo durante o qual a junção encontra-se sob avalanche. Embora a potência instantânea seja alta, sua média no ciclo de trabalho é baixa, não impondo desta maneira “stress” térmico ao transistor. Note que para acelerar também a transição “off” → “on”, é aplicado inicialmente um surto de 5A na corrente de base.

Após o intervalo de $10\mu s$ de avalanche da junção base-emissor, aplica-se um patamar de -5V na tensão V_{be} , de forma a garantir o absoluto desligamento do transistor. Isto é necessário devido às capacitâncias internas entre coletor e base que eventualmente induzem correntes de base por efeito de variações da tensão V_{ce} produzidas durante o processo de comutação da carga (como em um inversor em ponte, por exemplo).

A tensão V_{be} mostrada na figura 47 pode ser obtida através do circuito “driver” mostrado na figura 48. Basicamente é uma topologia “Totem-Pole” na qual foram acrescentadas temporizações sincronizadas com as bordas de subida e/ou descida dos pulsos de chaveamento.

Apenas comentando alguns aspectos funcionais deste circuito, já que sua análise completa seria bastante extensa, notamos que o intervalo de avalanche da junção base-emissor de Q8 está associado à constante de tempo $R1C3$, assim como o intervalo de surto de corrente direta de base de Q8 está associado ao produto $R2C1$. A tensão reversa de polarização fica armazenada em C2, o qual tem entre seus terminais um nível aproximadamente DC de 23V estabilizados neste valor por D2-Q4.

Note que, por ocasião da borda de subida do pulso de comando em J1, Q1 conduz carregando C3 através de R1 e durante esta carga saturando o par “Darlington” Q5-Q6. Enquanto Q5-Q6 estão saturados, C2 descarrega-se sobre a junção BE de Q8 colocando-a sob avalanche.

Após a carga de C3, a corrente de base de Q5 é obtida através de R7-D4, já que após carregado, C3 torna-se um circuito aberto.

Mas toda vez que o Vce de Q6 torna-se menor do que $14V$ (zener D4) + $0.7V$, D3 conduz, “roubando” corrente de base de Q5. O resultado deste processo é uma situação de equilíbrio em que o Vce de Q6 “crava” em $\approx 15V$. Sendo assim a tensão Vbe de Q8 estabiliza no patamar $23V - 15V - 4 \times 0.7V \approx 5V$ negativos.

Mas, afinal, qual a vantagem de usarmos esta forma de excitação de base? A vantagem é que com este método consegue-se uma drástica redução do tempo de desligamento de um transistor. Por exemplo, no caso de Q8, um lento e barato transistor para áudio, consegue-se um tempo total de desligamento de menos de $1\mu s$. Quando o mesmo transistor é excitado segundo a recomendação da escola clássica, isto é, sem colocar a junção BE sob avalanche por $10\mu s$ (retira-se C3 do circuito para tanto), o tempo de desligamento aumenta para mais de $3\mu s$. Isto representa, em certas aplicações, uma variação de 1: 3 na frequência máxima de chaveamento de um inversor.

No entanto, tudo tem seu preço. Por exemplo, suponhamos que sejam mantidos sob teste dois lotes A e B de 10 transistores operando por 100 horas contínuas de trabalho sob uma corrente de carga (indutiva) de 10A. Os transistores do lote A tem sua excitação de base conforme figura 47, e os transistores do lote B são excitados segundo a escola clássica, isto é, sem avalanche da junção BE. Após as 100 horas de teste, os 10 transistores do lote A tem seu ganho estático de corrente hFE reduzido para $1/3$, se comparado os do lote B, na faixa específica de corrente de coletor compreendida entre 0.1 e 1A. Para correntes de coletor acima desta faixa não houve degradação de hFE.

Considerando que raras serão as situações em que usaremos um transistor de potência operando com corrente de trabalho reduzida em relação à nominal, a técnica é viável e merece ser explorada.

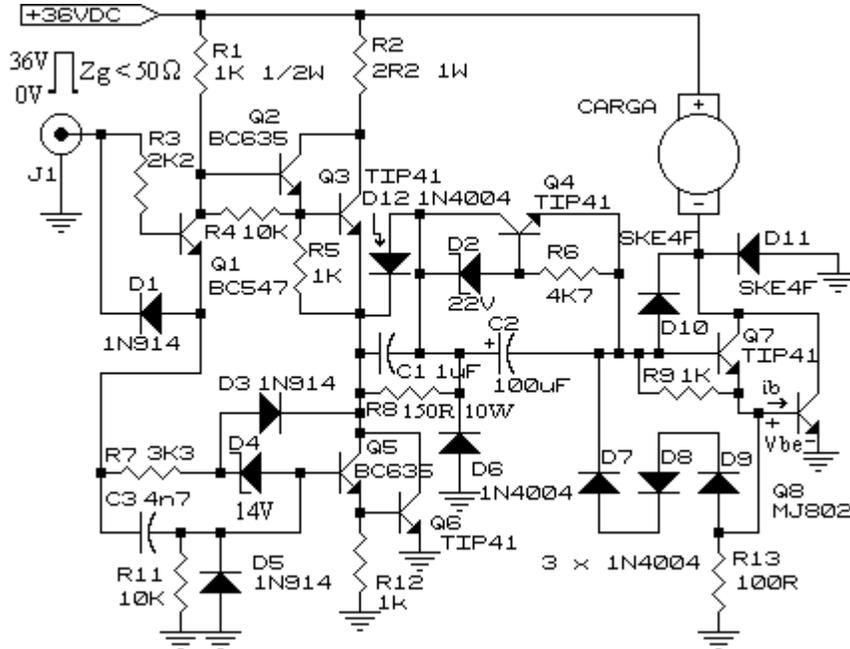


FIGURA 48: Um possível circuito driver (ver figura 1) para um inversor PWM.

8 - **EXEMPLO DE PROJETO E ANÁLISE:** Seja um inversor PWM conforme a figura 1 a ser projetado para atender as seguintes especificações:

TABELA 16: Especificações de performance do inversor PWM			
Parâmetro:	Símbolo:	Valor:	Unidade:
Tensão VAC de saída $V_o(t)$ eficaz	V_{Orms}	$127 \pm 3\%$	Vrms
Frequência da tensão $V_o(t)$	f_o	60	Hz
Distorção Harmônica Total máxima da tensão $V_o(t)$	$DHT\%V_o(t)$	5	%
Potência Aparente Nominal da Carga	S_{nom}	10	KVA
Fator de Potência de carga	fp	0.85 atrasado a 1	-
Tensão de alimentação VDC	V_b	72	Vdc
Eficiência de Conversão	η	83	%
Número de pulsos por semiciclo	n	7	-

Pede-se que após a fase de projeto sejam determinados os seguintes resultados na análise:

TABELA 17: Resultados a serem obtidos na simulação	
Obter sob a(s) situação(ões) :	
<u>Situação 1:</u> $S_{nom}=10KVA$ $fp=1$	
<u>Situação 2:</u> $S_{nom}=10KVA$ $fp=0.85$ atrasado	
os seguintes resultados:	
1	Gráfico de $V_o(t)$ e sua DHT%
2	Gráfico de $i_{q1}(t)$, $i_{q2}(t)$, $i_{q3}(t)$ e $i_{q4}(t)$ e seus valores médios e eficazes
3	Gráfico de $i_{d1}(t)$, $i_{d2}(t)$, $i_{d3}(t)$ e $i_{d4}(t)$ e seus valores médios e eficazes
4	Gráfico de $i_b(t)$ e seu valor médio e eficaz

Nota 1: Embora um inversor PWM tenha uma característica de transferência linear (ver tabela 15), não estudaremos o inversor PWM quanto à sua regulação estática. Assim como no inversor ressonante, o papel do controlador será desempenhado por nós mesmos (nós é que decidiremos qual índice de modulação m usar para obter VOrms nominal na saída) , isto é, admitiremos que o controlador tem ganho de malha fechada suficientemente alto para ajustar m de modo a VOrms manter-se dentro dos limites $127V_{rms} \pm 3\%$, isto é, $123.2V_{rms}$ a $130.8V_{rms}$. Faremos esta simplificação para evitar termos de entrar em detalhes de projeto do circuito controlador, o que estenderia a análise em demasia, muito embora não haja maiores dificuldades quanto a este aspecto.

Nota 2: Da mesma forma, como o sistema é linear, seria fácil fazer a análise transiente do inversor PWM, já que a Teoria Clássica de Controle é aplicável, mas pelo mesmo motivo apontado na nota 1, deixaremos de fazê-la.

8.1 - PROJETO DO FILTRO: Como no inversor ressonante, projeta-se o filtro para fator de potência $fp=1$ na carga, e verifica-se como o inversor comporta-se para outras situações de fp.

Já havíamos concluído das figuras 45 e 46 que devemos fazer fp_{max} dada por (24) ser igual à média geométrica entre a frequência de chaveamento f_s e a frequência do harmônico fundamental de $v(t)$ f_o , isto é:

$$f_{\rho \max} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_p \cdot C_p}} \frac{\sqrt{Q^2 - 1}}{Q} = \sqrt{f_o \cdot f_s} = \sqrt{f_o \cdot 2 \cdot f_o \cdot (n+1)} = \sqrt{2 \cdot f_o^2 \cdot (n+1)} \quad (44)$$

sendo n o número de pulsos por semiciclo do inversor.

Repetindo a definição de Q dada pela equação (13):

$$Q = \frac{R_r}{\sqrt{\frac{L_p}{C_p}}} \quad (13)$$

Resolvendo o sistema de equações formado por (44) e (13) para as incógnitas L_p e C_p :

$$C_p = \frac{\sqrt{2}}{4 \cdot \pi \cdot f_o \cdot R_r} \cdot \sqrt{\frac{Q^2 - 1}{n+1}} \quad (45)$$

$$L_p = \frac{\sqrt{2} \cdot R_r}{4 \cdot \pi \cdot f_o} \cdot \frac{\sqrt{Q^2 - 1}}{Q^2 \cdot (\sqrt{n+1})} \quad (46)$$

Ainda das figuras 45 e 46 notamos que na frequência da fundamental f_o $|G(j\omega)| \approx 1$ e $Z_o(j\omega) \approx R_r$ (tendo a carga Z_L $fp = 1$), já que os pólos do filtro estão distantes de f_o . Lembrando que a componente fundamental do espectro de $v(t)$ é a que queremos transferir da entrada do filtro para a saída com o máximo de rendimento, temos o seguinte modelo para $fp=1$ na carga:

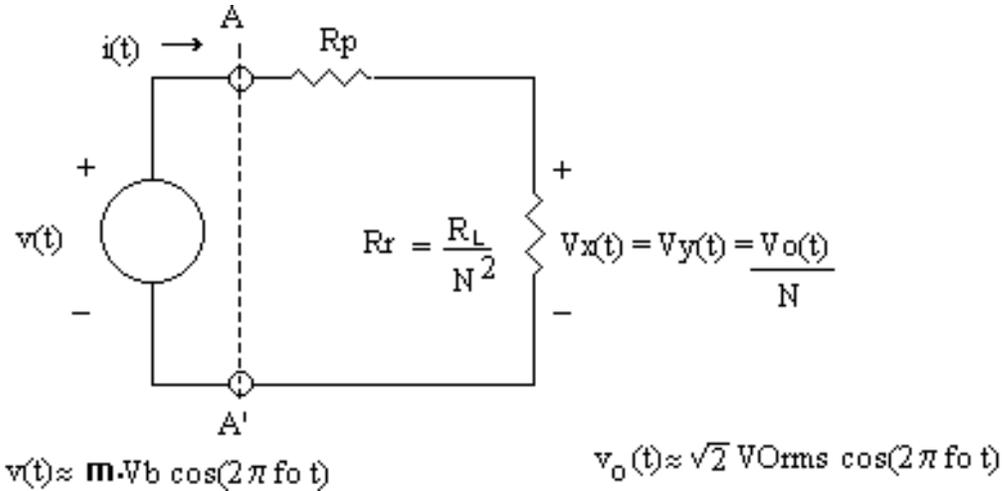


FIGURA 49: Modelo parcial do inversor para fator de potência unitário na carga ($fp=1$), sendo m o índice de modulação do controlador e N a relação de espiras do transformador. Este modelo é tanto mais exato quanto maior for o número de pulsos por semiciclo do inversor ($\Rightarrow f_s +$ afastada de f_o).

Da definição de eficiência de conversão, equação (1), e da figura 49, temos para $fp=1$, isto é, para $Z_L = R_L$:

$$\eta = \frac{P_{Z_L} [W]}{P_{Z_L} [W] + P_{perdas} [W]} = \frac{P_{R_L} [W]}{P_{tot} [W]} = \frac{\left[\frac{v(t)_{rms}}{R_p + \frac{R_L}{N^2}} \right]^2 \left[\frac{R_L}{N^2} \right]}{\left(v(t)_{rms} \right)^2 \left(R_p + \frac{R_L}{N^2} \right)} \quad (47)$$

que simplificando resulta em

$$\eta = \frac{R_L}{\left(R_p \cdot N^2 + R_L \right)} \quad (48)$$

Relacionando o valores de pico de $v(t)$ e $V_o(t)$ no modelo da figura 49:

$$\frac{m \cdot V_b \frac{R_L}{N^2}}{R_p + \frac{R_L}{N^2}} = \sqrt{2} \frac{V_{Orms}}{N} \quad (49)$$

Resolvendo o sistema de equações formado por (48) e (49) para as incógnitas N e R_p :

$$N = \frac{\sqrt{2}}{m} \frac{V_{Orms}}{\eta V_b} \quad (50)$$

$$R_p = \frac{m^2}{2} \frac{(1 - \eta) \eta R_L V_b^2}{V_{Orms}^2} \quad (51)$$

Da figura 46, escolhemos $Q=3$.

Vamos escolher um índice de modulação m nominal (m p/ V_{Orms} nominal c/ carga máxima e $f_p=1$) de 0.9.

NOTA: Não escolhemos $m=1$ (isto é, m máximo) porque é necessário uma folga (no caso 10%) na amplitude da tensão de erro em relação à amplitude da triangular para o funcionamento linear do circuito controlador (figura 32). Para carga máxima indutiva, por exemplo, pode ser necessário aumentar m ainda mais em relação a m para carga resistiva ($f_p=1$) no sentido de estabilizar V_{Orms} na faixa $127V_{rms} \pm 3\%$, dependendo do valor de Q que arbitramos.

Da tabela 16:

$$R_L = \frac{V_{Orms}^2}{S_{nom} |_{f_p=1}} = \frac{(127V_{rms})^2}{10 \times 10^3 \text{ W}} = 1.6129 \Omega$$

$f_o = 60\text{Hz}$

$V_b = 72 \text{Vdc}$

$\eta = 0.83$

$n=7$

De (50) e (51):

$N = 3.334$

$R_p = 29.6\text{m}\Omega$

Da figura 49:

$$R_r = \frac{R_L}{N^2} = \frac{1.6129 \Omega}{(3.334)^2} = 0.145 \Omega$$

De (45) e (46):

$C_p = 12935.6 \mu\text{F}$

$L_p = 30.2 \mu\text{H}$

Note a drástica redução do indutor de filtro L_p em relação ao inversor ressonante do Capítulo III (\Rightarrow peso \downarrow , custo \downarrow), mesmo com apenas 7 pulsos por semiciclo.

Resumindo:

TABELA 18 : Elementos básicos do inversor definido na tabela 16 (S=10kVA , fp=1 e Q=3)	
Cp =	12935.6 μF
Lp =	30.2 μH
N =	3.334
Rp =	29.6mΩ
Rr=	0.145Ω
m=	0.9

De (4) e (6) e da tabela 18:

$$H(s) = \frac{1}{3.90655 \times 10^{-7} s^2 + 5.91170 \times 10^{-4} s + 1.20414} \quad (52)$$

$$Z_o(s) = \frac{3.90655 \times 10^{-7} s^2 + 5.91170 \times 10^{-4} s + 1.20414}{12935.6 \times 10^{-6} s + 6.8966} \quad (53)$$

9 - SIMULAÇÃO:

Esta simulação visa obter os resultados solicitados na tabela 17 nas situações 1 e 2. Começaremos pela situação 1. Novamente utilizaremos os programas do software Four. Apenas comentaremos e explicaremos o uso de determinado programa caso não tenha sido ainda utilizado ou exista algum aspecto novo em seu uso.

Situação 1:

Gerando o sinal v(t):

PWMGEN /H

**Pwmgen gera trem de pulsos '3-level' controlado por 'Pulse Width Modulation'
 Uso: pwmgen índice_mod freq_mod(seno) magn_pulsos num_pulsos_½ciclo arq_saída
 pwmgen /v: versao & autor**

índice_mod: Parâmetro que especifica o índice de modulação m do controlador. Da tabela 18, m=0.9

freq_mod: Equivalente a fo ⇒ freq_mod = 60

magn_pulsos: Equivalente a Vb ⇒ magn_pulsos = 72

num_pulsos_½ciclo: Número de pulsos por semiciclo, no caso, num_pulsos_½ciclo = 7.

arq_saída: Arquivo de saída . Usemos v.t

PWMGEN 0.9 60 72 7 V.T

DEL PLOT.CFG

PLOT V.T

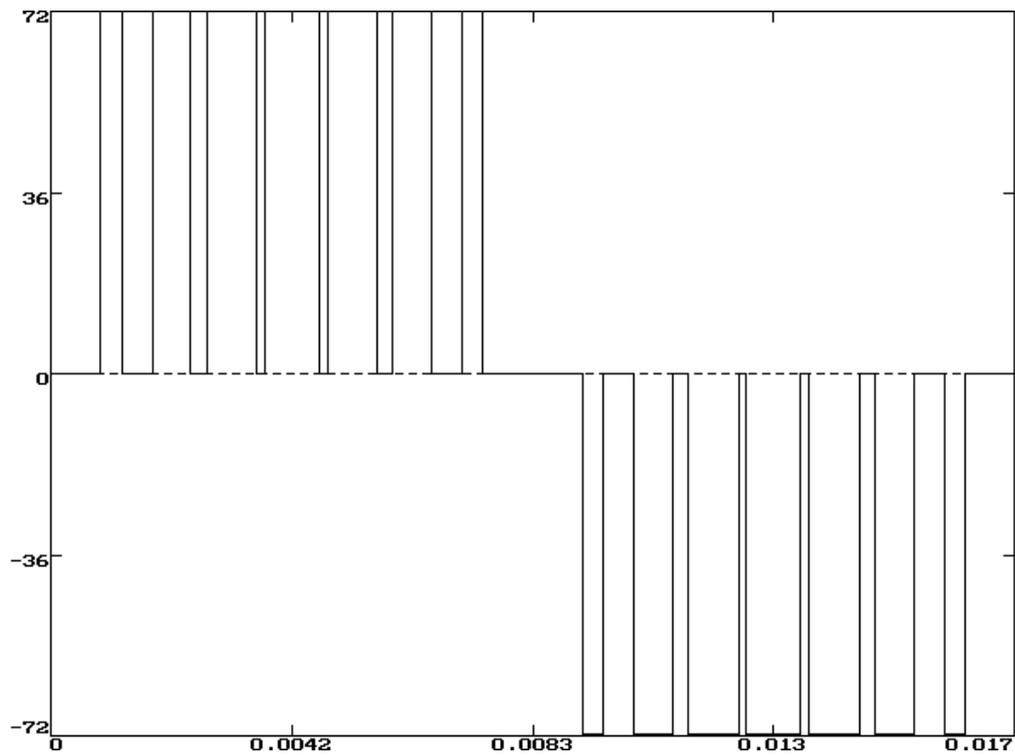


FIGURA 50: Tensão $v(t)$ p/ $m=0.9$, $V_b=72V$, $f_o=60Hz$ e $f_p=1$ - arquivo V.T

Determinando o espectro de $v(t)$:

FFT V.T 1024 /a

Arquivos gerados: V.MAG \Rightarrow Módulo do espectro BILATERAL de $v(t)$.

V.ANG \Rightarrow Ângulo do espectro BILATERAL de $v(t)$.

V.AMS \Rightarrow Sinal $v(t)$ representado no arquivo V.T amostrado e interpolado em 1024 pontos.

PLOT V.MAG

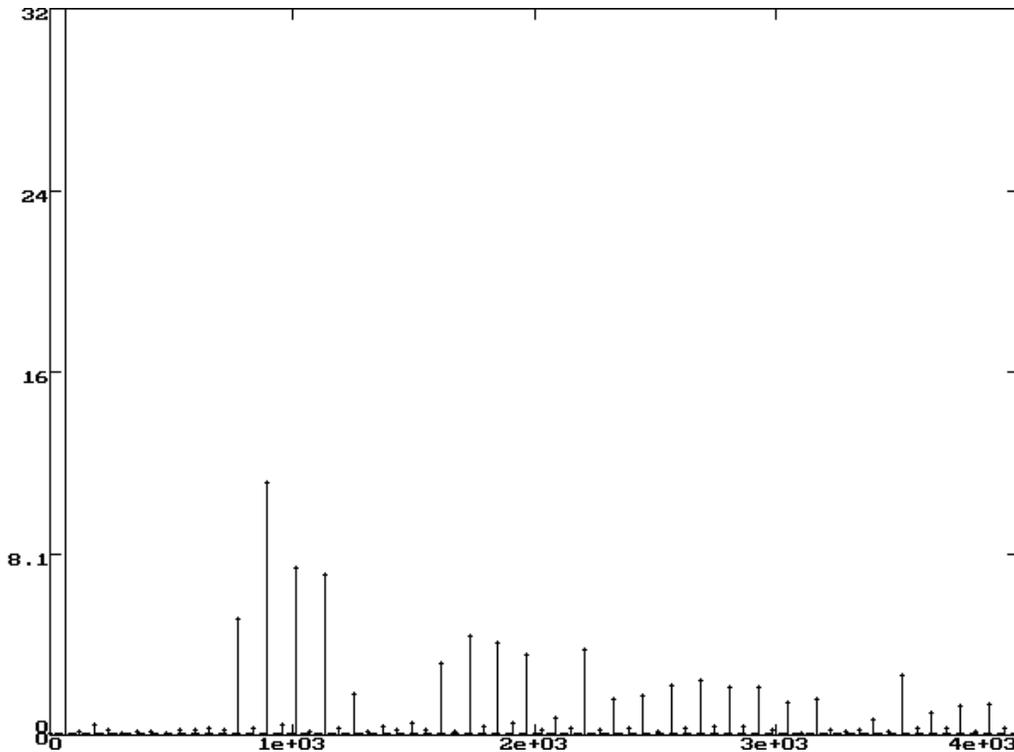


FIGURA 51: Módulo do espectro bilateral de $v(t)$ - arquivo V.MAG. Configuração de PLOT: “zoom” de 0 a 4000Hz, dados discretos e linha vertical ponto-abscissa ativada, inclusão da linha de ordenada zero forçada. Nota: As componentes espectrais no espectro bilateral tem metade das amplitudes se comparadas quando representadas no espectro unilateral.

EDIT V.MAG
 <CTRL> - <END>

```

File Edit Search Options U.MAG Help
30479.9          0.153062
30539.9          0.0447977
30599.9          0.275545
30659.9          0.117435
30719.9          0.5625
    
```

MS-DOS Editor <F1=Help> Press ALT to activate menus | N 01025:001

⇒ $f_{max} = 30719.9$ Hz

Gerando $H(s)$ e $Zo(s)$ conforme equações (52) e (53):

FFRB H 1024 30719.9 { 1 / 3.90655E-7 5.91170E-4 1.20414 }

Arquivos gerados: H.MAG \Rightarrow Módulo da função de transferência $H(s)$, $s=j2\pi f$
H.ANG \Rightarrow Ângulo da função de transferência $H(s)$, $s=j2\pi f$

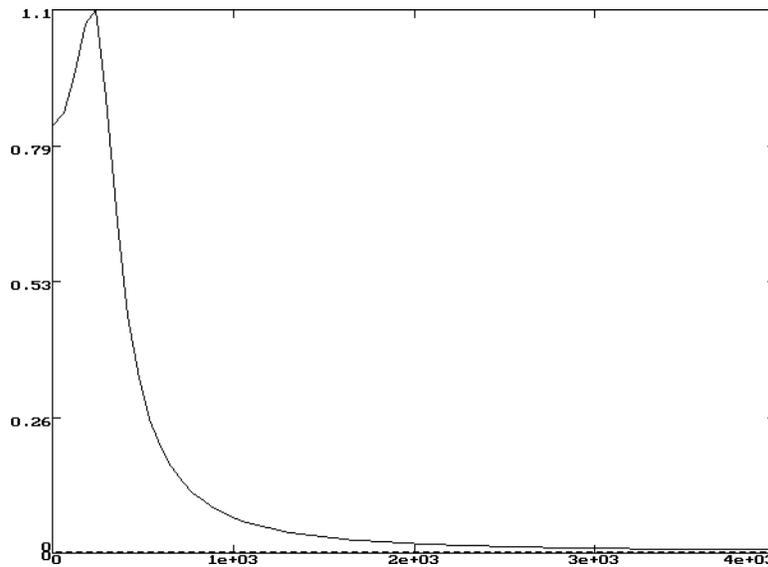


FIGURA 52: Módulo de $H(s)$ - arquivo H.MAG. Configuração de PLOT: 'zoom' de 0 a 4000 Hz, $y=0$ forçado.

FFRB ZO 1024 30719.9 { 3.90655E-7 5.91170E-4 1.20414 / 12935.6E-6 6.8966 }

Arquivos gerados: ZO.MAG \Rightarrow Módulo da função impedância $Zo(s)$, $s=j2\pi f$
ZO.ANG \Rightarrow Ângulo da função impedância $Zo(s)$, $s=j2\pi f$

PLOT ZO.MAG

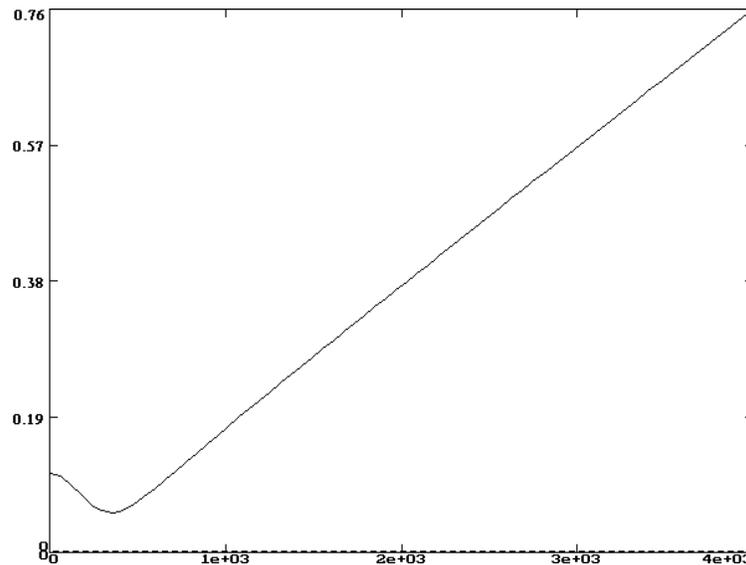


FIGURA 53: Módulo de $Zo(s)$ - arquivo ZO.MAG. Configuração de PLOT: 'zoom' de 0 a 4000 Hz, $y=0$ forçado.

Obtendo o espectro de $V_y(t)$ através de $V_y(s) = V(s).H(s)$, $s=j2\pi f$:

OP V H VY *

Arquivos gerados: VY.MAG \Rightarrow Módulo do espectro BILATERAL de $V_y(t)$.

VY.ANG \Rightarrow Ângulo do do espectro BILATERAL de $V_y(t)$.

PLOT VY.MAG

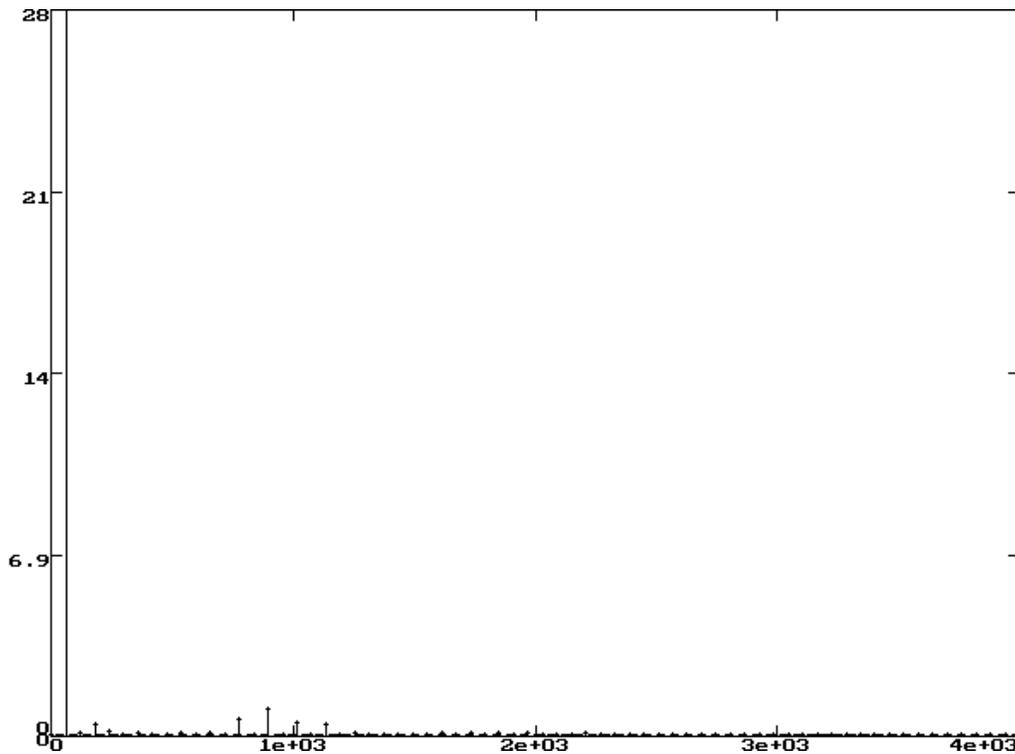


FIGURA 54: Módulo do espectro bilateral de $v_y(t)$ - arquivo VY.MAG. Configuração de PLOT: “zoom” de 0 a 4000Hz, dados discretos e linha vertical ponto-abscissa ativada, inclusão da linha de ordenada zero forçada.

Nota: As componentes espectrais no espectro bilateral tem metade das amplitudes se comparadas quando representadas no espectro unilateral.

Obtendo $V_y(t)$ através de $v_y(t) = \text{IFFT} \{ V_y(s) \}$, $s=j2\pi f$:

IFFT VY VY.T 0

Arquivo gerado: VY.T \Rightarrow Arquivo representativo da tensão $V_y(t)$ (ver figura 7).

PLOT VY.T

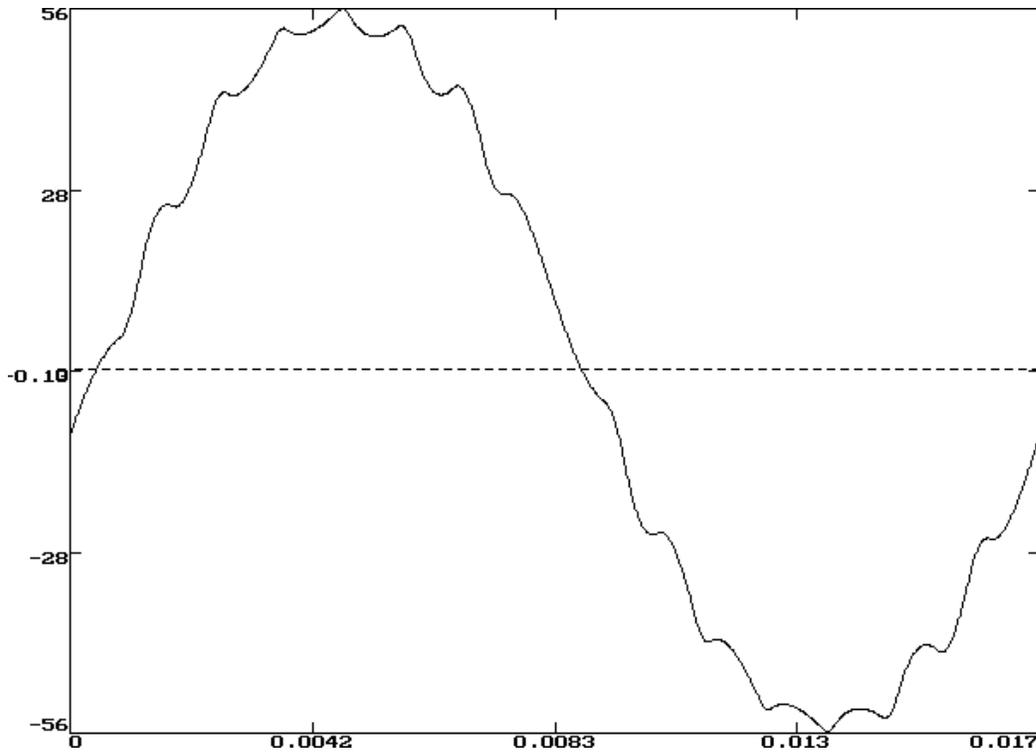
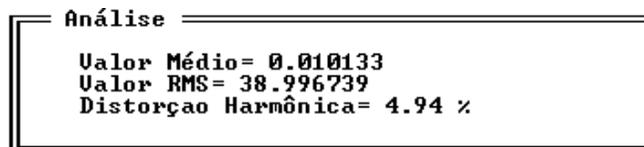


FIGURA 55: Tensão $V_y(t)$ p/ $m=0.9$, $V_b=72V$, $f_o=60Hz$ e $f_p=1$ - arquivo VY.T

Obtendo a DHT% de $V_y(t)$ (= DHT% $V_o(t)$):

SFOUR VY.T 100



Nota: Da figura 7, $V_o(t) = N.V_y(t)$, ou em termos de valores eficazes, $V_{Orms} = N.VYrms$. Da tabela 18 $N=3.334$ e da tela de análise acima $VYrms = 38.997V$. Logo obtivemos $V_{Orms} = 3.334 \times 38.997V = 130.02V_{rms}$. Observe a consistência do resultado em relação aos desejados $127 \pm 3\% V_{rms}$ estipulados na tabela 16.

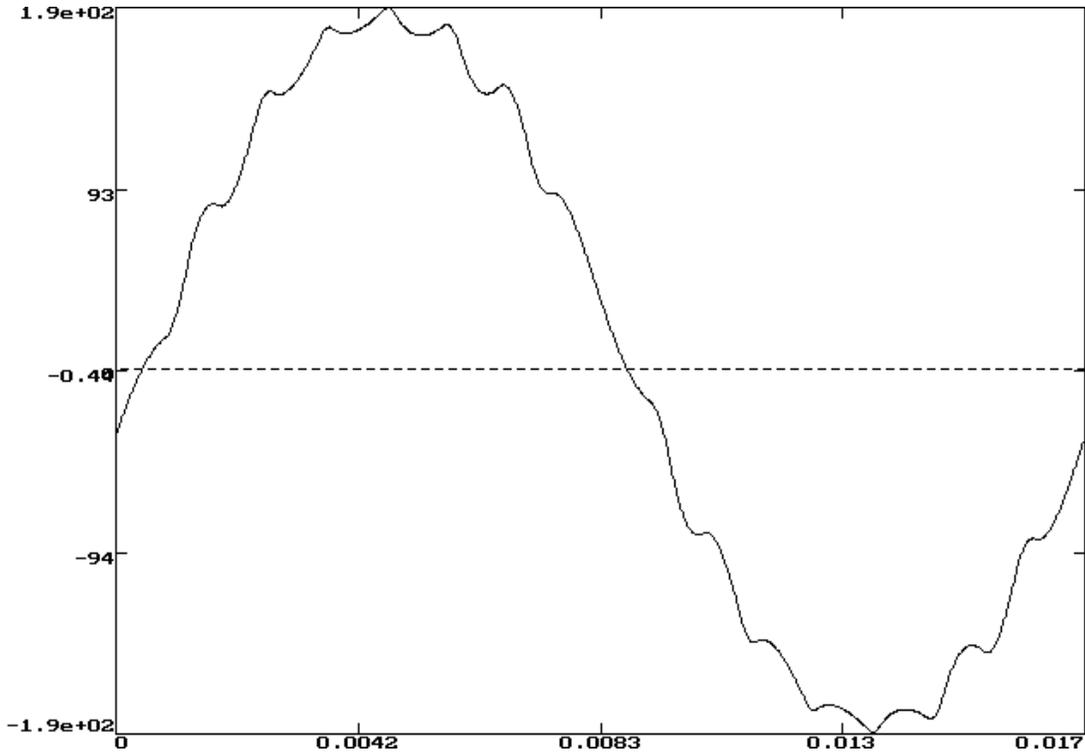


FIGURA 56: Tensão $V_o(t)$ p/ $m=0.9$ $V_b=72V$ $f_o=60Hz$ e $f_p=1$ - arquivo VY.T Configuração de PLOT: Multiplicador 3.334 para Y1 ($V_o(t) = N.V_y(t)$).

Obtendo o espectro de $i(t)$ através de $I(s) = V(s) / .Z_o(s)$, $s=j2\pi f$:

OP V Z O I /

Arquivos gerados: I.MAG \Rightarrow Módulo do espectro BILATERAL de $i(t)$.

I.ANG \Rightarrow Ângulo do do espectro BILATERAL de $i(t)$.

Obtendo $i(t)$ através de $i(t) = \text{IFFT} \{ I(s) \}$, $s=j2\pi f$:

IFFT I I.T 0

PLOT I.T

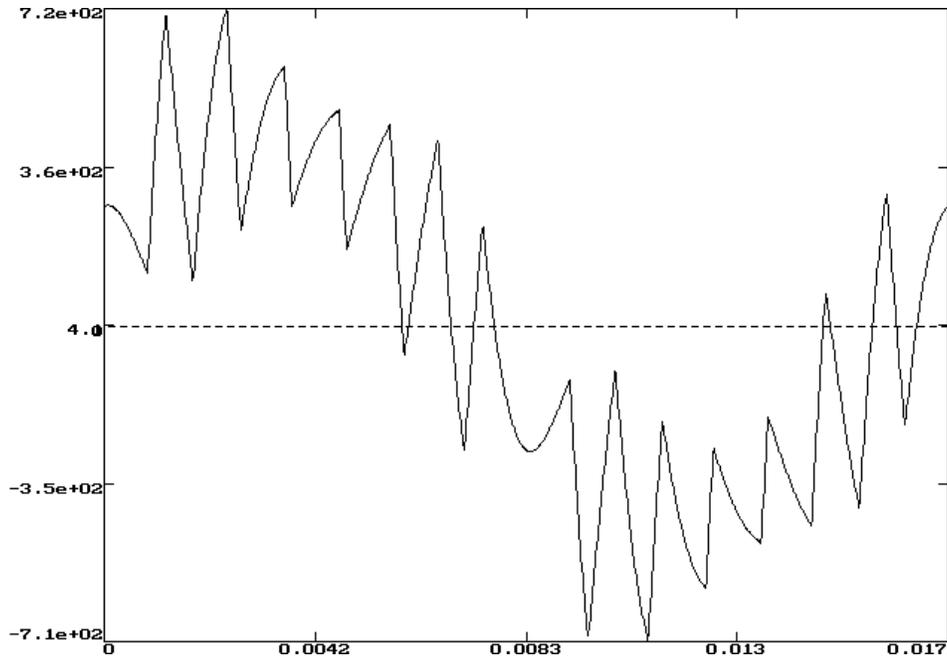


FIGURA 57: Corrente $i(t)$ p/ $m=0.9$ $V_b=72V$ $f_o=60Hz$ e $f_p=1$ - arquivo I.T

Visualizando simultaneamente a tensão $v(t)$ e a corrente $i(t)$:

```
OPER V.AMS I.T V&I.T &  
PLOT V&I.T
```

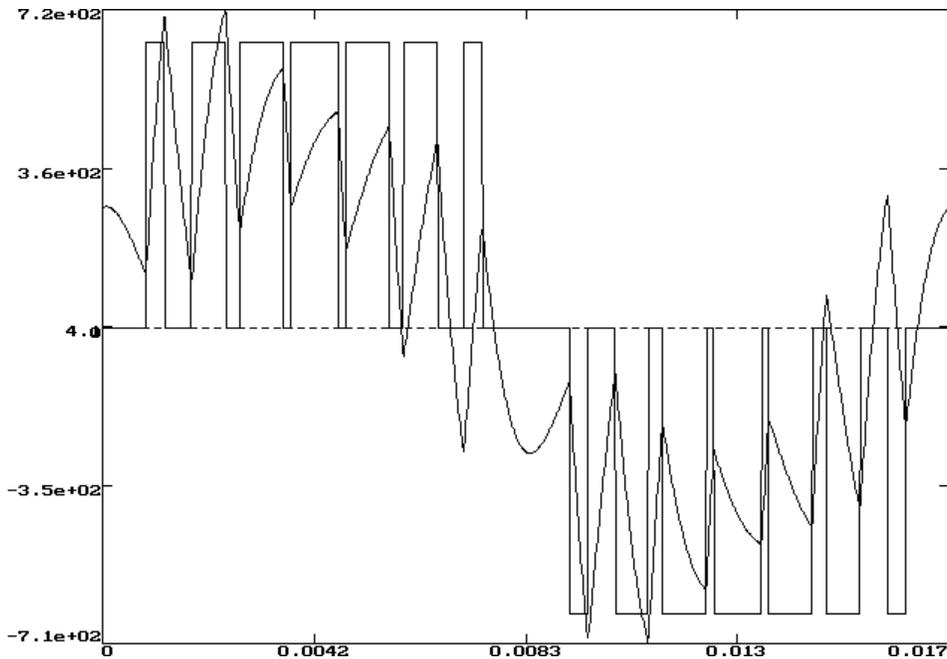


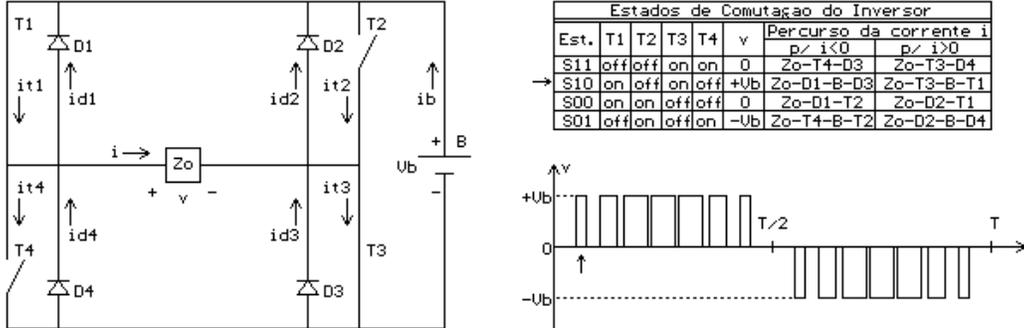
FIGURA 58: Corrente $i(t)$ e tensão $v(t)$ p/ $m=0.9$ $V_b=72V$ $f_o=60Hz$ e $f_p=1$ - arquivo V&I.T
Configuração de PLOT: 3 colunas, multiplicador 9 para Y1.

Obtendo as correntes na bateria, diodos e transistores:

Usaremos o programa ANIP.EXE (Analisador de Inversores em Ponte), o qual possui implementado internamente a tabela 14:

ANIP /H

Anip U1.1



Seja um inversor em ponte conforme mostrado no diagrama acima, com tensão de saída v de período T e com N pulsos por semiperíodo, sendo N um número ímpar (no caso $N=7$). Seja a variação da(s) largura(s) do(s) pulso(s) em cada semiperíodo de acordo com uma função qualquer do tempo, com restrição de que cada conjunto de pulsos apresente simetria par em relação ao centro de seu respectivo semiperíodo. Seja a seqüência dos estados de comutação do inversor conforme mostra a animação. Sejam os arquivos ARQ_U e ARQ_I de nome e extensão a especificar, representativos respectivamente da tensão de saída v e da corrente de saída i , cada um deles constituído por duas colunas numéricas respectivamente no formato $t \& v(t)$ e $t \& i(t)$.

Anip identifica os estados de comutação a partir de $v(t)$ e, de acordo com o percurso da corrente $i(t)$ mostrado na Tabela de Estados acima, gera as correntes $it1$ a $it4$, $id1$ a $id4$ e ib , colocando o resultado em arquivos de mesmo nome da respectiva corrente gerada e extensão '.t'. Os arquivos resultantes são constituídos por duas colunas numéricas no formato $t \& f(t)$, sendo $f(t)$ a função no tempo que representa a corrente respectiva associada ao arquivo.

Uso de Anip: No 'prompt' do DOS digite ANIP ARQ_U ARQ_I

Arquivos resultantes e respectivas correntes representadas:

```
IT1.T --> it1(t)    ID1.T --> id1(t)
IT2.T --> it2(t)    ID2.T --> id2(t)
IT3.T --> it3(t)    ID3.T --> id3(t)
IT4.T --> it4(t)    ID4.T --> id4(t)
IB.T  --> ib(t)
```

ANIP V.AMS I.T

Arquivos gerados: IT1.T \Rightarrow iq1(t)
 IT2.T \Rightarrow iq2(t)
 IT3.T \Rightarrow iq3(t)
 IT4.T \Rightarrow iq4(t)
 ID1.T \Rightarrow id1(t)
 ID2.T \Rightarrow id2(t)
 ID3.T \Rightarrow id3(t)
 ID4.T \Rightarrow id4(t)
 IB.T \Rightarrow ib(t)

Plotando estes arquivos com PLOT:

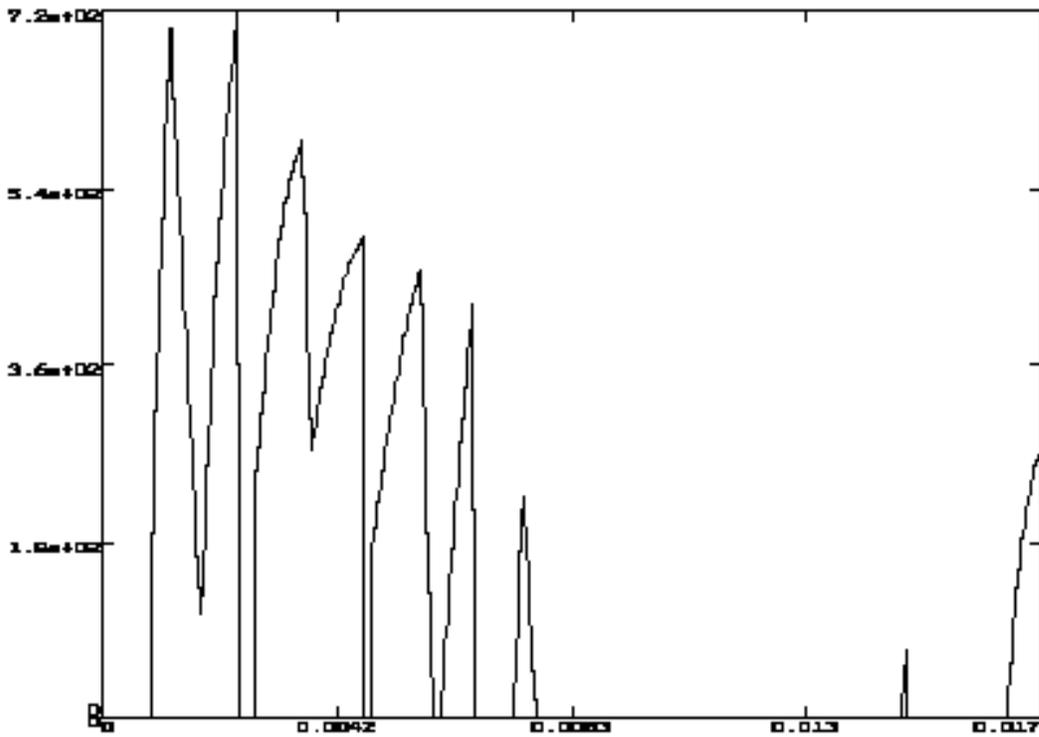


FIGURA 59: Corrente $i_{q1}(t)$ p/ $m=0.9$ $V_b=72V$ $f_o=60Hz$ e $f_p=1$ - arquivo IT1.T

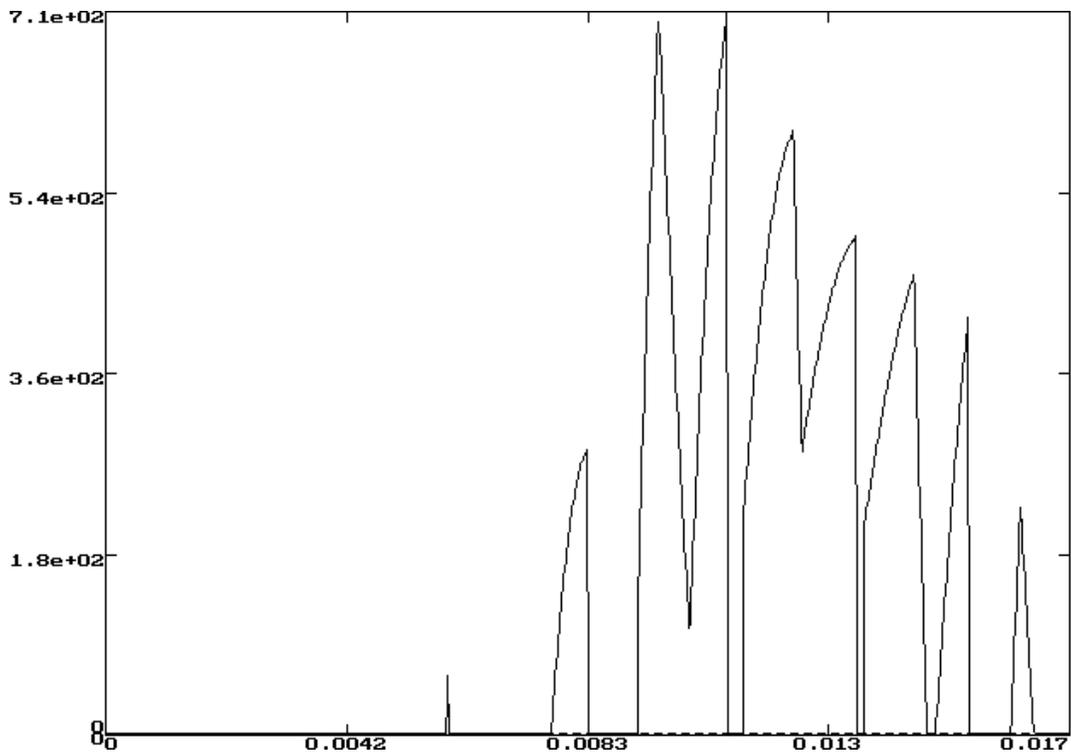


FIGURA 60: Corrente $i_{q2}(t)$ p/ $m=0.9$ $V_b=72V$ $f_o=60Hz$ e $f_p=1$ - arquivo IT2.T

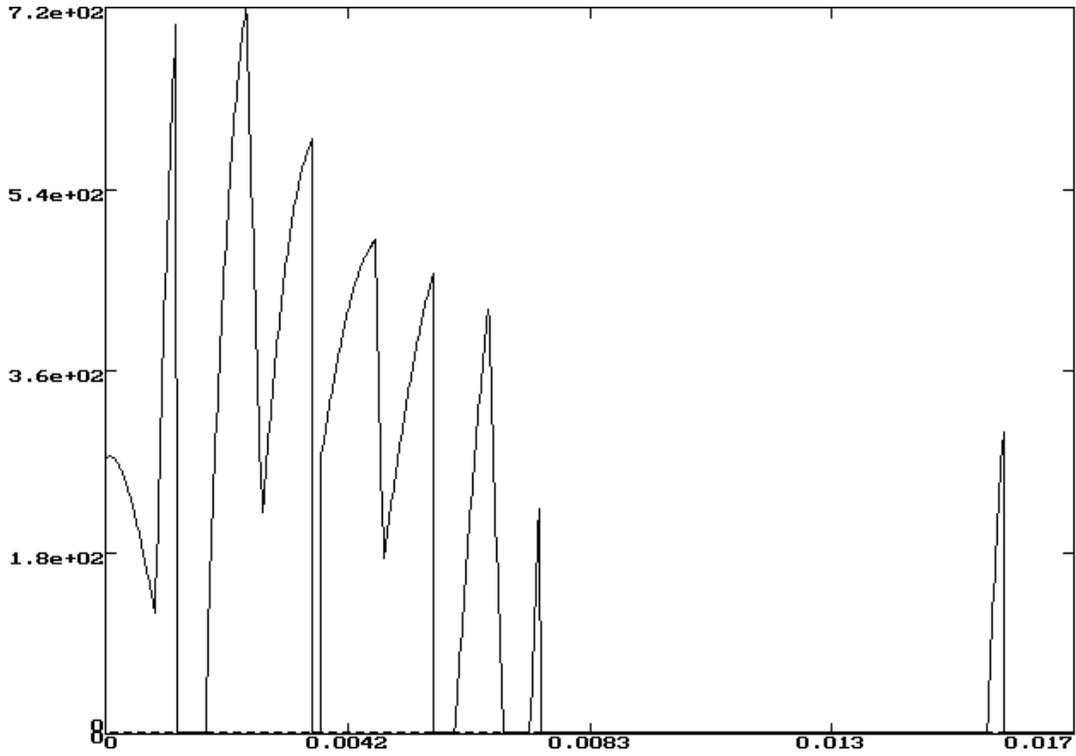


FIGURA 61: Corrente $i_{q3}(t)$ p/ $m=0.9$ $V_b=72V$ $f_o=60Hz$ e $f_p=1$ - arquivo IT3.T

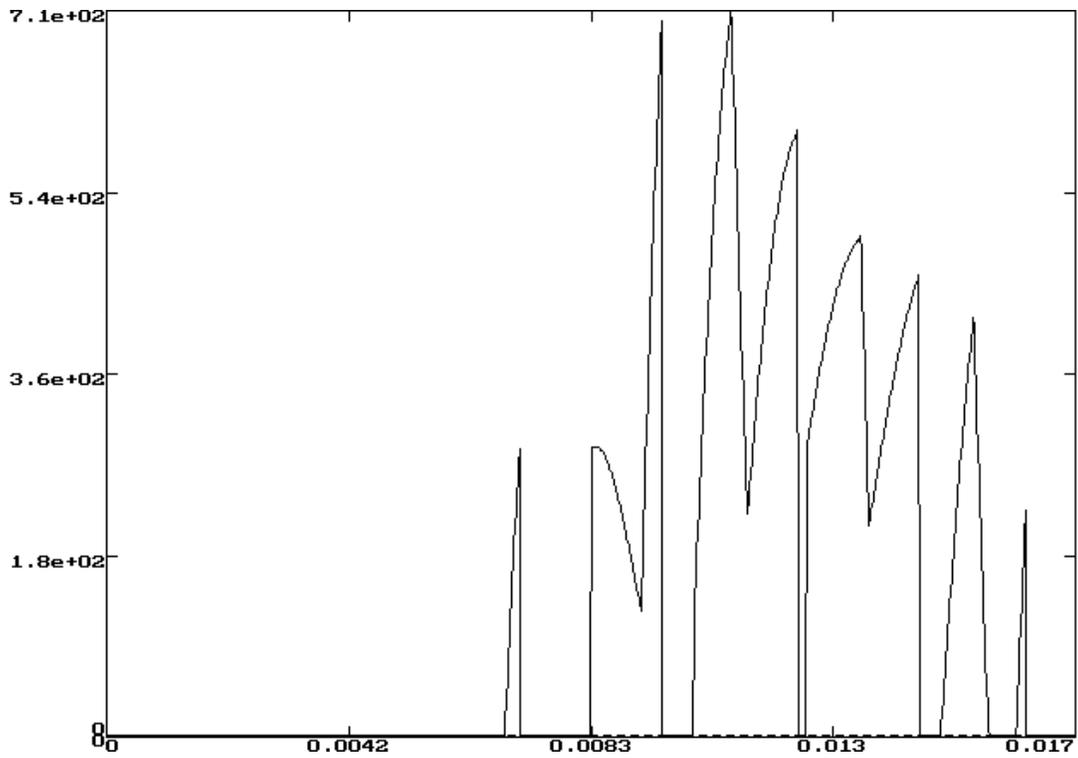


FIGURA 62: Corrente $i_{q4}(t)$ p/ $m=0.9$ $V_b=72V$ $f_o=60Hz$ e $f_p=1$ - arquivo IT4.T

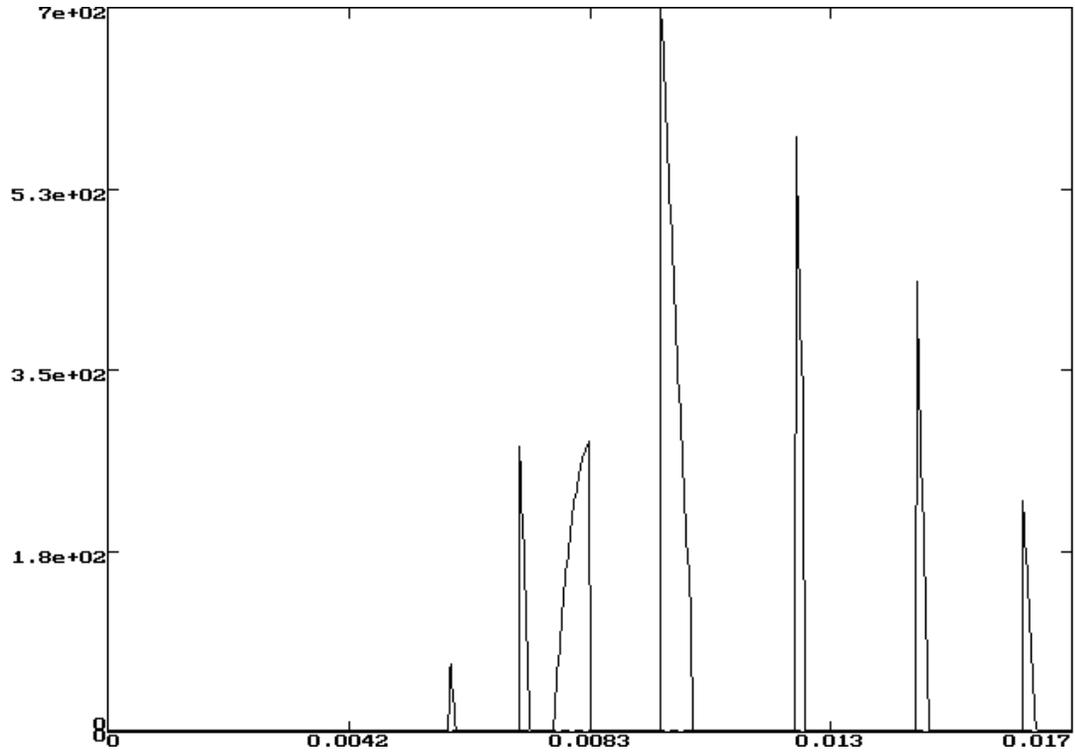


FIGURA 63: Corrente $i_{d1}(t)$ p/ $m=0.9$ $V_b=72V$ $f_o=60Hz$ e $f_p=1$ - arquivo ID1.T

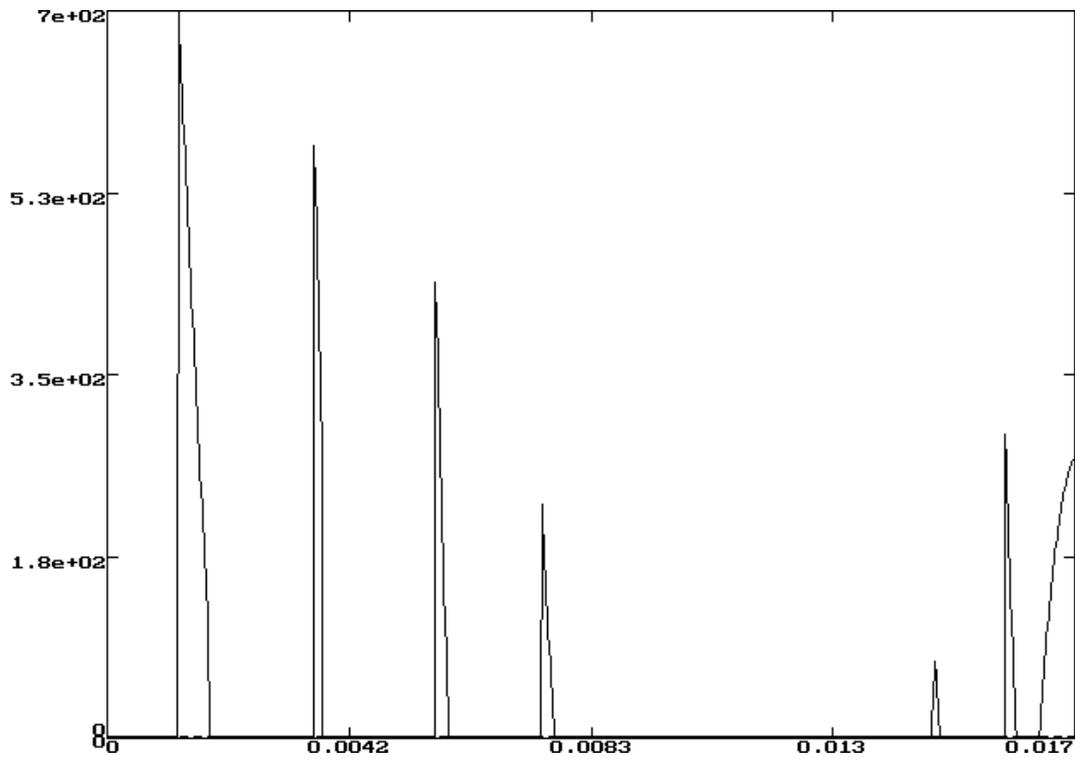


FIGURA 64: Corrente $i_{d2}(t)$ p/ $m=0.9$ $V_b=72V$ $f_o=60Hz$ e $f_p=1$ - arquivo ID2.T

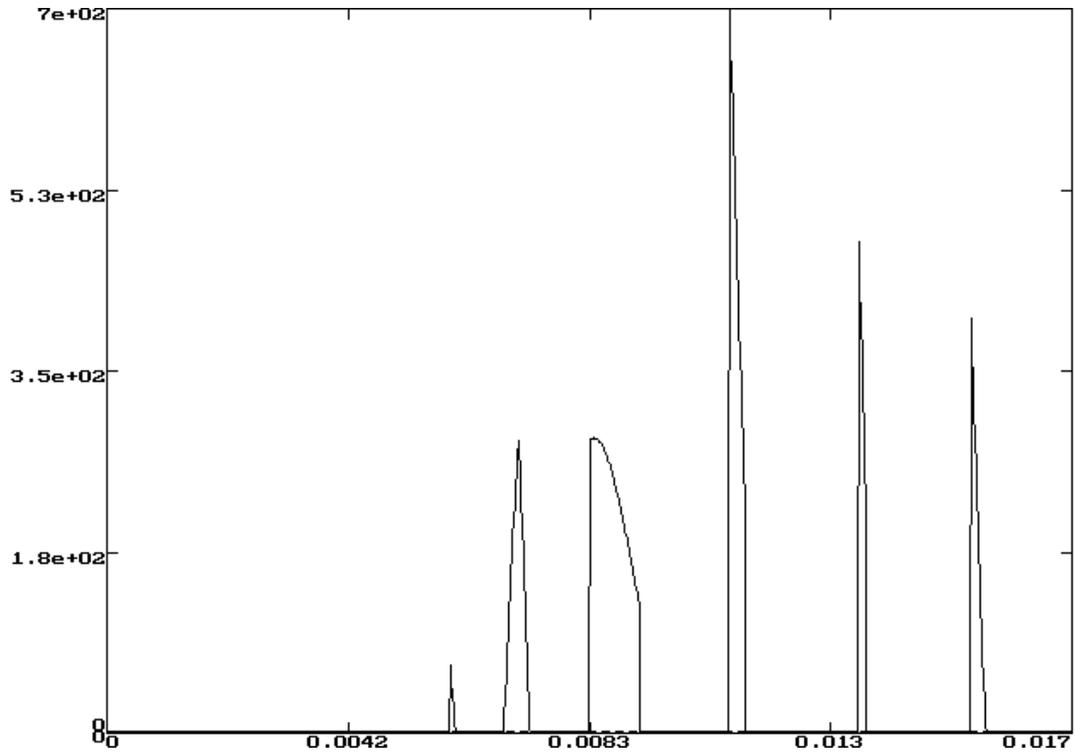


FIGURA 65: Corrente $i_{d3}(t)$ p/ $m=0.9$ $V_b=72V$ $f_o=60Hz$ e $f_p=1$ - arquivo ID3.T

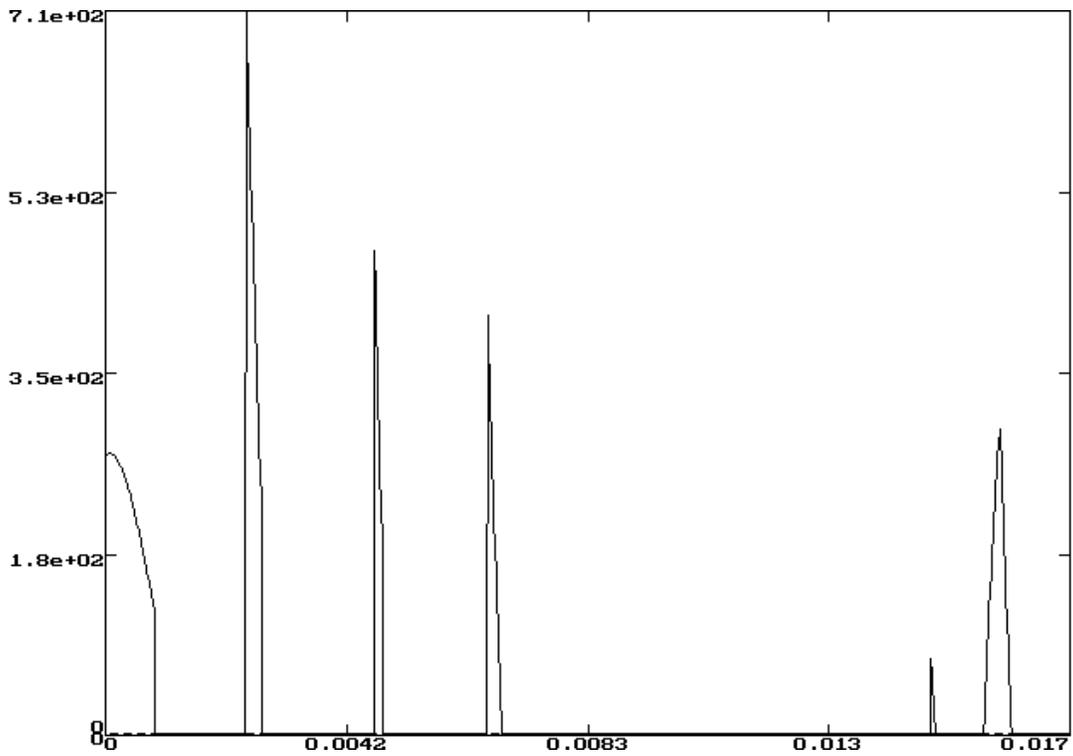


FIGURA 66: Corrente $i_{d4}(t)$ p/ $m=0.9$ $V_b=72V$ $f_o=60Hz$ e $f_p=1$ - arquivo ID4.T

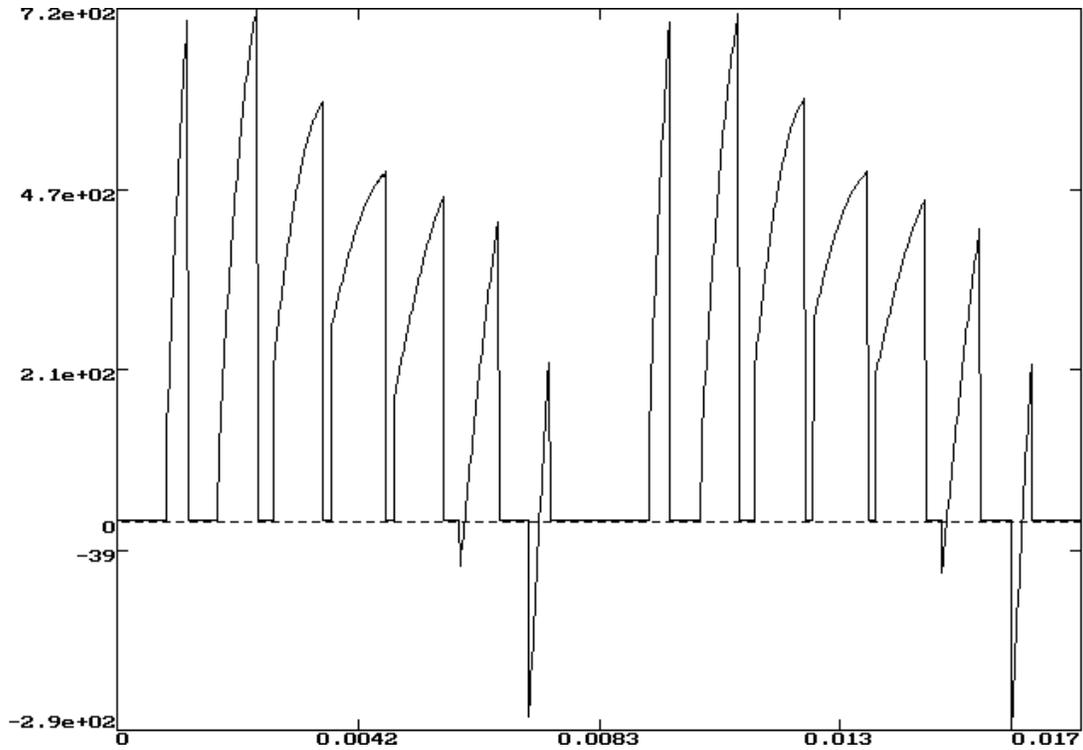
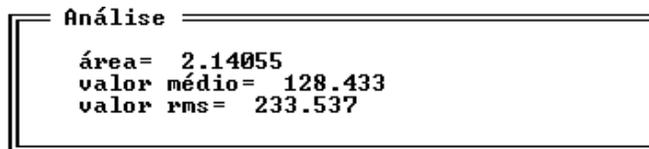


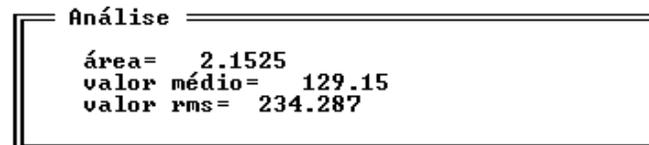
FIGURA 67: Corrente $i_b(t)$ p/ $m=0.9$ $V_b=72V$ $f_o=60Hz$ e $f_p=1$ - arquivo IB.T

Determinando os valores médios e eficazes das correntes obtidas:

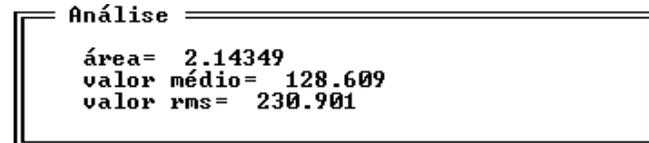
EMAF IT1.T



EMAF IT2.T



EMAF IT3.T



EMAF IT4.T

```
== Análise ==  
área= 2.14505  
valor médio= 128.703  
valor rms= 231.22
```

EMAF ID1.T

```
== Análise ==  
área= 0.495368  
valor médio= 29.722  
valor rms= 103.134
```

EMAF ID2.T

```
== Análise ==  
área= 0.492506  
valor médio= 29.5503  
valor rms= 102.687
```

EMAF ID3.T

```
== Análise ==  
área= 0.487923  
valor médio= 29.2753  
valor rms= 95.9642
```

EMAF ID4.T

```
== Análise ==  
área= 0.495445  
valor médio= 29.7266  
valor rms= 96.5415
```

EMAF IB.T

```
== Análise ==  
área= 3.30518  
valor médio= 198.31  
valor rms= 299.33
```

Verificando a consistência dos resultados:

$$\text{Testar se } V_b \cdot i_b(t)_{av} \approx R_p \cdot (i(t)_{rms})^2 + \frac{(V_y(t)_{rms})^2}{R_r}$$

$$V_b \cdot i_b(t)_{av} = 72V \times 198.31A_{av} = 14278.32 W$$

EMAF I.T

```

Análise
área= -0.00442215
valor médio= -0.265329
valor rms= 357.713
    
```

EMAF VY.T

```

Análise
área= 0.000168889
valor médio= 0.0101333
valor rms= 38.9969
    
```

$$R_p \cdot (i(t)_{rms})^2 + \frac{(V_y(t)_{rms})^2}{R_r} = 29.6 \times 10^{-3} \Omega (357.713 \text{ Arms})^2 + \frac{(38.9969 \text{ Vrms})^2}{0.145 \Omega} = 14275.56 \text{ W}$$

$$e\% = 100 \left(1 - \frac{14275.56 \text{ W}}{14278.32 \text{ W}} \right) = 0.0193\% \Rightarrow \text{OK!}$$

Situação 2:

S = 10kVA e fp= 0.85 atrasado

P= S.fp = 8.5 kW

Q= P.tg(φ) = P.tg(arccos(fp)) = 8.5kW x tg(arccos(0.85)) = 5.268 kVAr

$$R_L = \frac{(V_{Orms})^2}{P} = \frac{(127 \text{ Vrms})^2}{8.5 \text{ kW}} = 1.898 \Omega$$

$$R_r = \frac{R_L}{N^2} = \frac{1.898 \Omega}{(3.334)^2} = 0.171 \Omega$$

$$L_L = \frac{(V_{Orms})^2}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot Q} = \frac{(127 \text{ Vrms})^2}{2 \cdot \pi \cdot 60 \text{ Hz} \cdot 5.268 \text{ kVAr}} = 8.121 \text{ mH}$$

$$L_r = \frac{L_L}{N^2} = \frac{8.121 \text{ mH}}{(3.334)^2} = 0.731 \text{ mH}$$

TABELA 19 : Elementos básicos do inversor definido na tabela 16 (S=10kVA , fp=0.85 atrasado e Q=3)

$C_p = 12935.6 \mu\text{F}$ $L_p = 30.2 \mu\text{H}$ $R_p = 29.6\text{m}\Omega$ $R_r = 0.171\Omega$ $L_r = 0.731\text{mH}$

Das equações (8) e (9), da figura 8 e da tabela 19:

$$H(s) = \frac{s}{3.90655 \times 10^{-7} s^3 + 5.59502 \times 10^{-4} s^2 + 1.21441 s + 40.4925} \quad (54)$$

$$Z_o(s) = \frac{3.90655 \times 10^{-7} s^3 + 5.59502 \times 10^{-4} s^2 + 1.21441 s + 40.4925}{12935.6 \times 10^{-6} s^2 + 5.8480 s + 1368} \quad (55)$$

Vamos iniciar a simulação da situação 2 com um índice de modulação $m=0.9$. Se o valor eficaz V_{Orms} resultar acima da faixa $127V_{rms} \pm 3\%$ reduzimos m proporcionalmente com relação ao centro da faixa ($127V_{rms}$) e refazemos o procedimento. Se o valor eficaz V_{Orms} resultar abaixo da faixa $127V_{rms} \pm 3\%$ aumentamos m proporcionalmente com relação ao centro da faixa ($127V_{rms}$) e refazemos o procedimento.

Sendo $v(t)$ inicialmente igual ao da situação 1, podemos começar a simulação da situação 2 a partir da determinação de $H(s)$ e $Z_o(s)$ com base nas equações (54) e (55):

FFRB H 1024 30719.9 { 1 0 / 3.90655E-7 5.59502E-4 1.21441 40.4925 }

Arquivos gerados: H.MAG \Rightarrow Módulo da função de transferência $H(s)$, $s=j2\pi f$
 H.ANG \Rightarrow Ângulo da função de transferência $H(s)$, $s=j2\pi f$

PLOT H.MAG

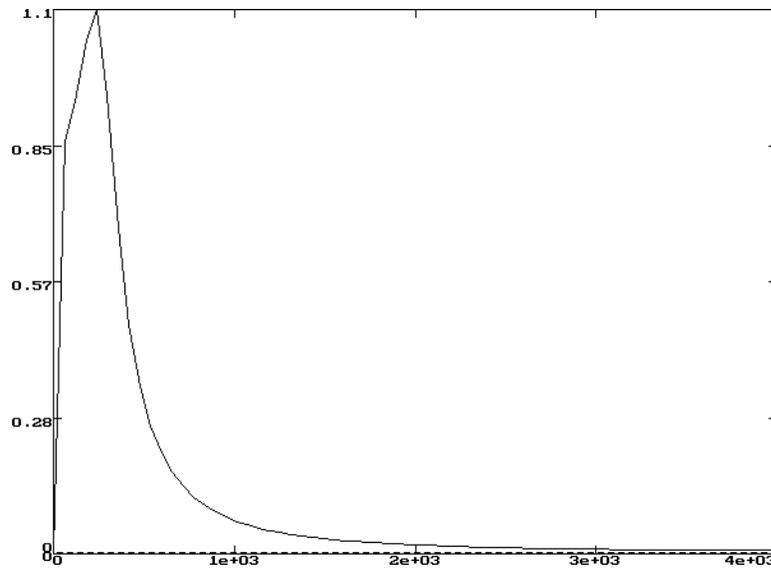


FIGURA 68: Módulo de $H(s)$ - arquivo H.MAG. Configuração de PLOT: 'zoom' de 0 a 4000 Hz, $y=0$ forçado.

```
FFRB ZO 1024 30719.9 { 3.90655E-7 5.59502E-4 1.21441 40.4925 / 12935.6E-6 5.8480 1368 }
}
```

PLOT ZO.MAG

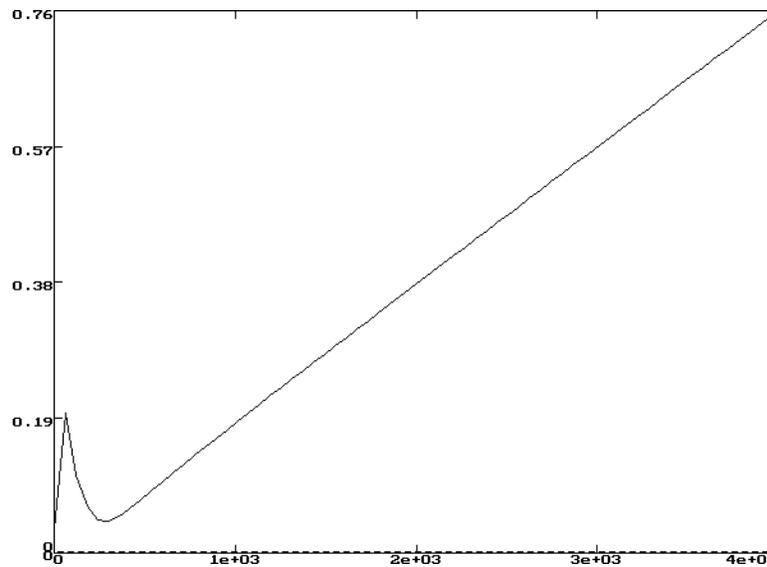


FIGURA 69: Módulo de $Zo(s)$ - arquivo ZO.MAG. Configuração de PLOT: 'zoom' de 0 a 4000 Hz, $y=0$ forçado.

OP V H VY *

Arquivos gerados: VY.MAG \Rightarrow Módulo do espectro BILATERAL de $Vy(t)$.

VY.ANG \Rightarrow Ângulo do do espectro BILATERAL de $Vy(t)$.

PLOT VY.MAG

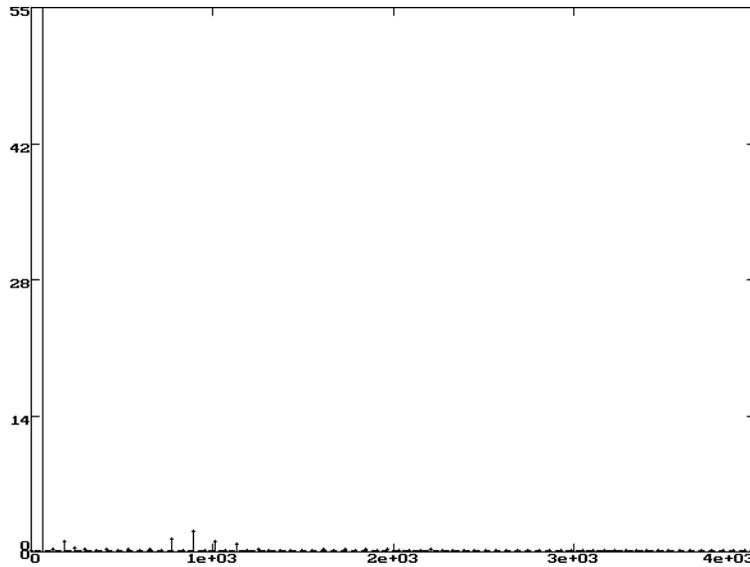


FIGURA 70: Módulo do espectro bilateral de $v_y(t)$ - arquivo VY.MAG. Configuração de PLOT: “zoom” de 0 a 4000Hz, dados discretos e linha vertical ponto-abscissa ativada, inclusão da linha de ordenada zero forçada, multiplicador 2 para Y1.

IFFT VY VY.T 0

Arquivo gerado: VY.T \Rightarrow Arquivo representativo da tensão $V_y(t)$ (ver figura 8).

PLOT VY.T

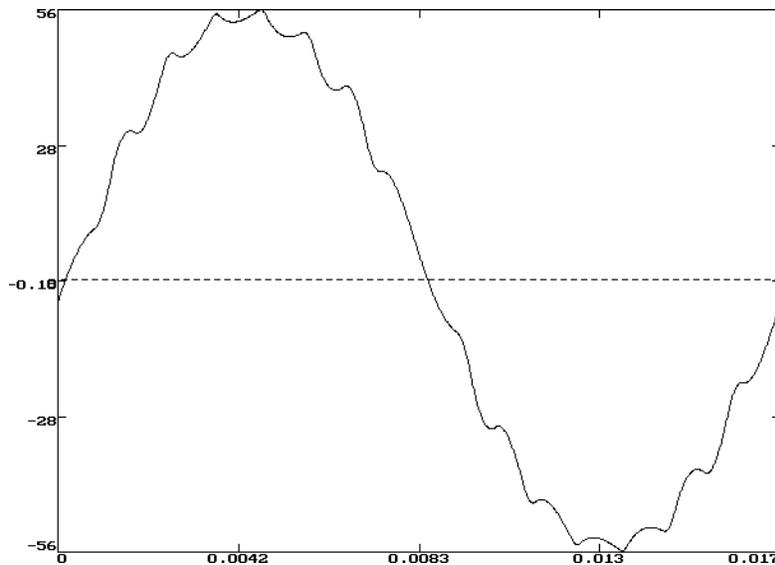
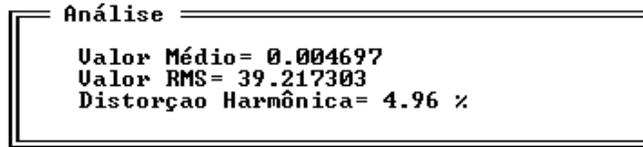


FIGURA 71: Tensão $V_y(t)$ p/ $m=0.9$, $V_b=72V$, $f_o=60Hz$ e $f_p=0.85$ atrasado - arquivo VY.T

Obtendo a DHT% de $V_y(t)$ (= DHT% $V_o(t)$):

SFOUR VY.T 100



Nota: Da figura 8, $V_o(t) = N.V_y(t)$, ou em termos de valores eficazes, $V_{Orms} = N.V_{Yrms}$. Da tabela 18 $N=3.334$ e da tela de análise acima $V_{Yrms} = 39.2173V$. Logo obtivemos $V_{Orms} = 3.334 \times 39.2173V = 130.75V_{rms}$. Como este valor encontra-se dentro da faixa $127 \pm 3\% V_{rms}$ estipulada na tabela 16, não será necessário refazer o procedimento com novo valor para o índice de modulação m.

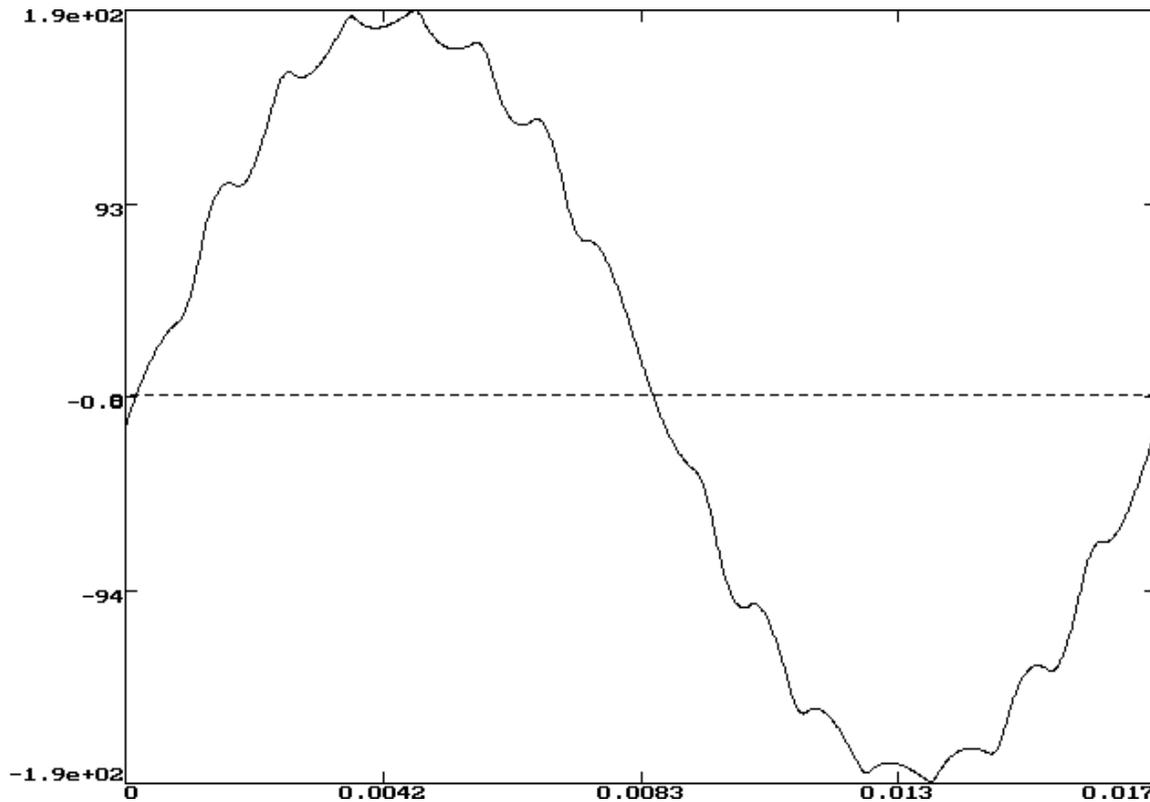


FIGURA 72: Tensão $V_o(t)$ p/ $m=0.9$ $V_b=72V$ $f_o=60Hz$ e $f_p=0.85$ atrasado - arquivo VY.T
 Configuração de PLOT: Multiplicador 3.334 para Y1 ($V_o(t) = N.V_y(t)$).

OP V ZO I /

Arquivos gerados: I.MAG \Rightarrow Módulo do espectro BILATERAL de $i(t)$.
 I.ANG \Rightarrow Ângulo do do espectro BILATERAL de $i(t)$.

IFFT I I.T 0

PLOT I.T

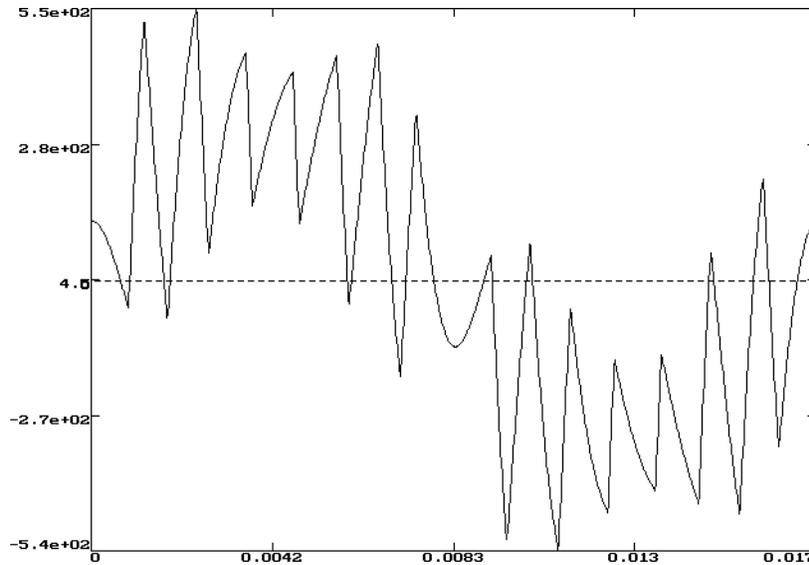


FIGURA 73: Corrente $i(t)$ p/ $m=0.9$ $V_b=72V$ $f_o=60Hz$ e $f_p=0.85$ atrasado - arquivo I.T

OPER V.AMS I.T V&I.T &
PLOT V&I.T

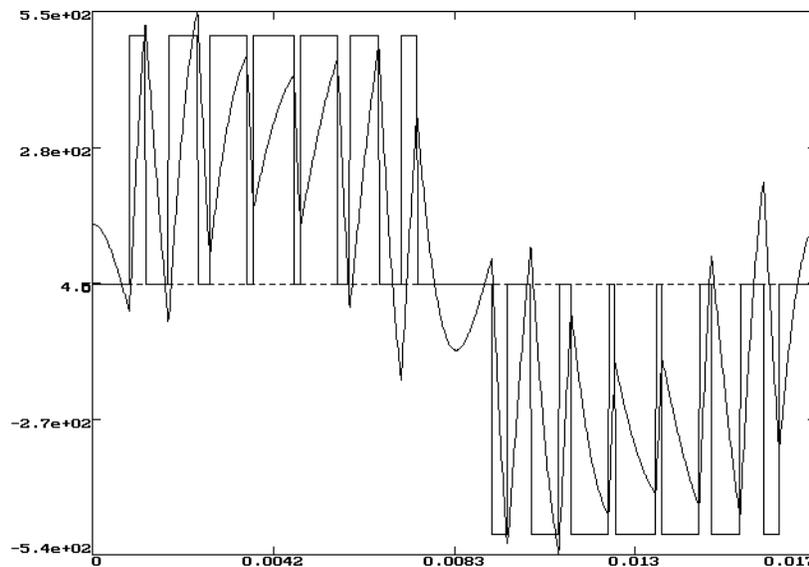


FIGURA 74: Corrente $i(t)$ e tensão $v(t)$ p/ $m=0.9$ $V_b=72V$ $f_o=60Hz$ e $f_p=0.85$ atrasado - arquivo V&I.T.
Configuração de PLOT: 3 colunas, multiplicador 7 para Y1.

ANIP V.AMS I.T

Nota: Embora seja solicitado as demais correntes na tabela 17, apenas mostraremos os gráficos das correntes $i_{q1}(t)$, $i_{d1}(t)$ e $i_b(t)$. Faremos isto porque basta apenas um gráfico resultante do programa ANIP para o leitor verificar se efetuou a simulação corretamente. Sendo assim omitiremos as demais correntes já que elas tornam-se desnecessárias na comparação do resultado do leitor com as deste manual para fins de verificação do acerto ou não.

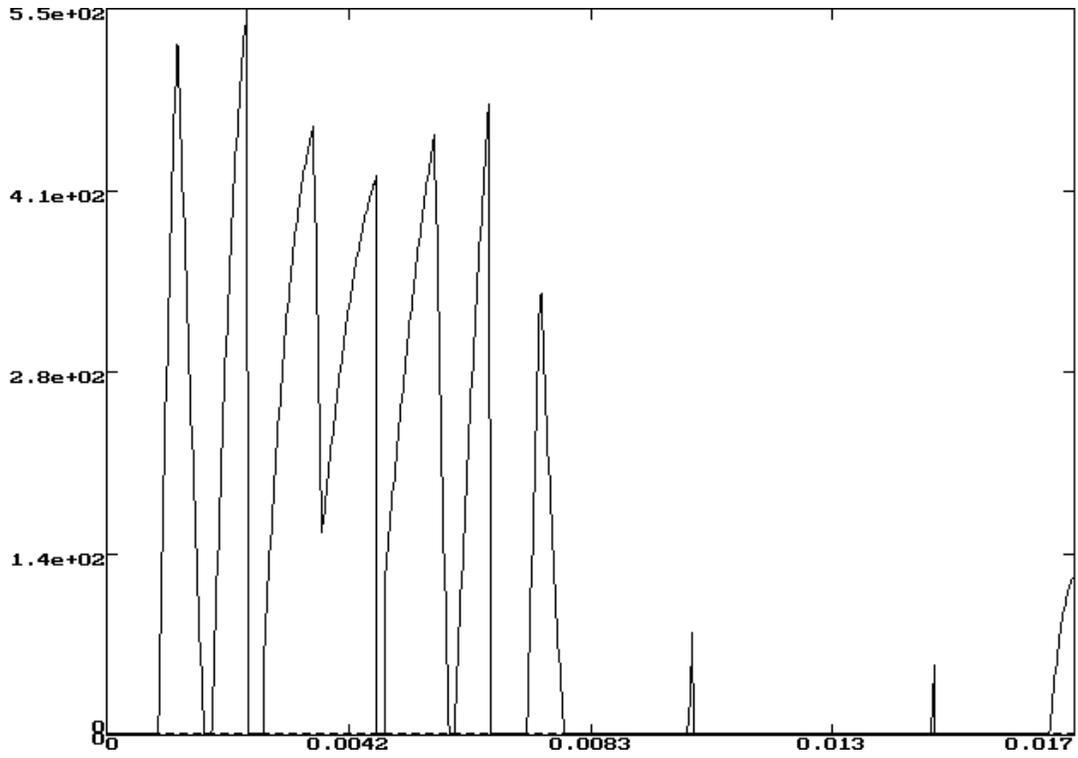


FIGURA 75: Corrente $i_{q1}(t)$ p/ $m=0.9$ $V_b=72V$ $f_o=60Hz$ e $f_p=0.85$ atrasado - arquivo IT1.T

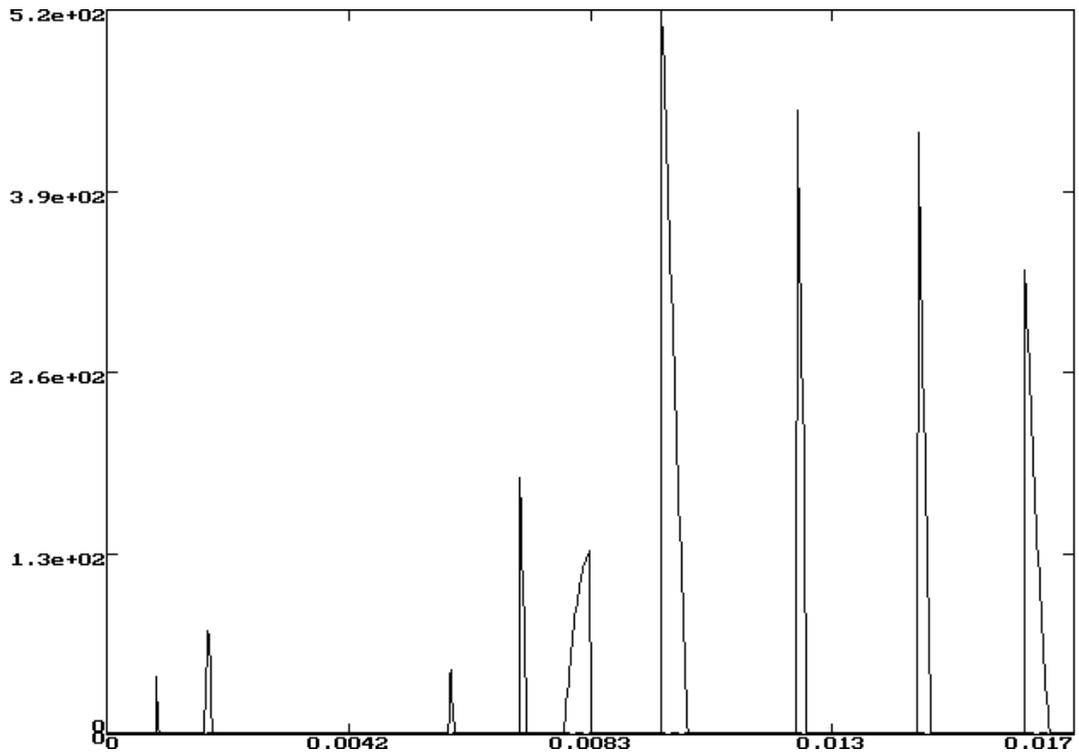


FIGURA 76: Corrente $i_{d1}(t)$ p/ $m=0.9$ $V_b=72V$ $f_o=60Hz$ e $f_p=0.85$ atrasado - arquivo ID1.T

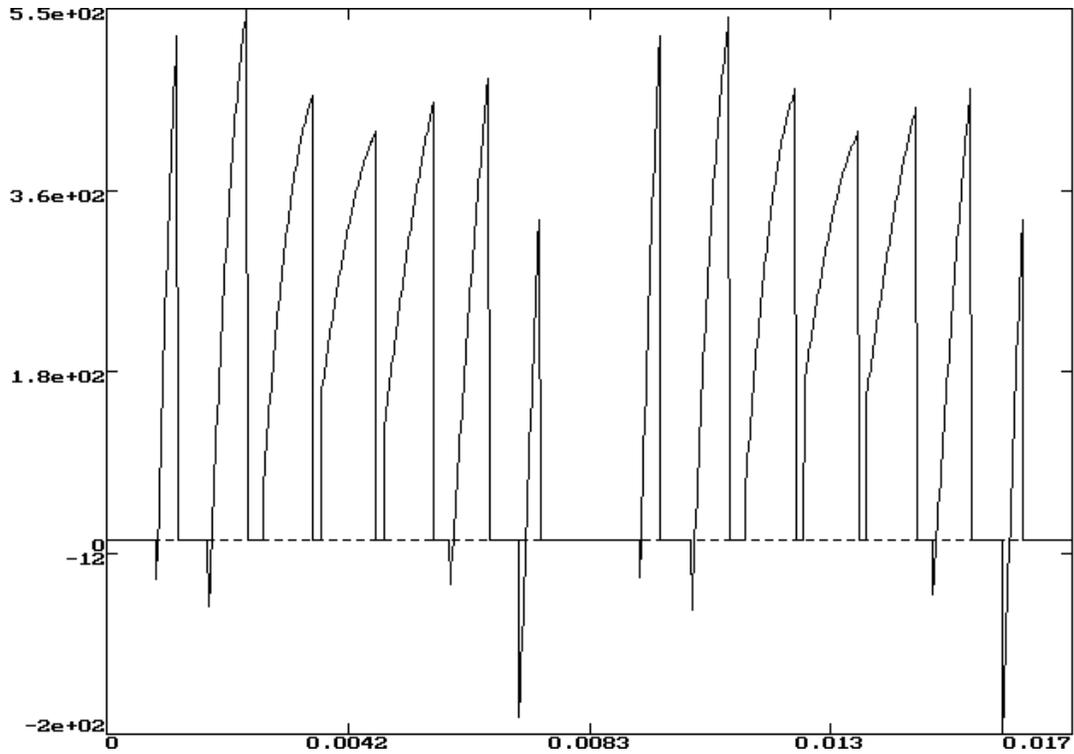


FIGURA 77: Corrente $i_b(t)$ p/ $m=0.9$ $V_b=72V$ $f_o=60Hz$ e $f_p=0.85$ atrasado - arquivo IB.T

EMAF IT1.T

```
Análise
-----
área= 1.62953
valor médio= 97.7714
valor rms= 181.273
```

EMAF IT2.T

```
Análise
-----
área= 1.63717
valor médio= 98.2303
valor rms= 181.441
```

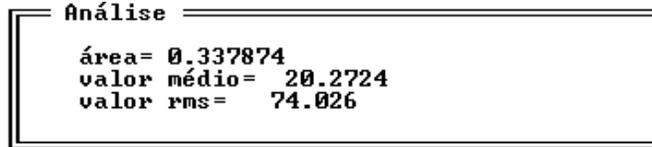
EMAF IT3.T

```
Análise
-----
área= 1.58883
valor médio= 95.3294
valor rms= 178.612
```

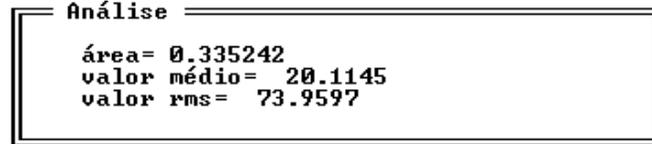
EMAF IT4.T

```
Análise
-----
área= 1.58816
valor médio= 95.2894
valor rms= 178.32
```

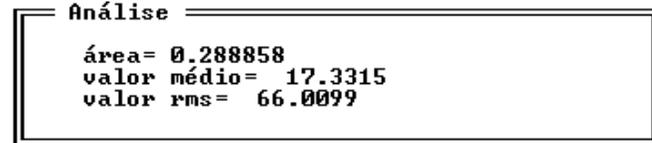
EMAF ID1.T



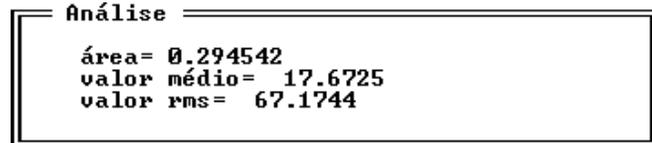
EMAF ID2.T



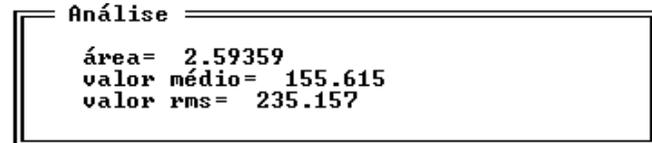
EMAF ID3.T



EMAF ID4.T



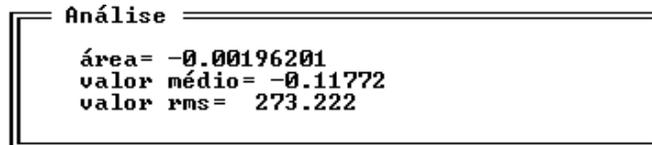
EMAF IB.T



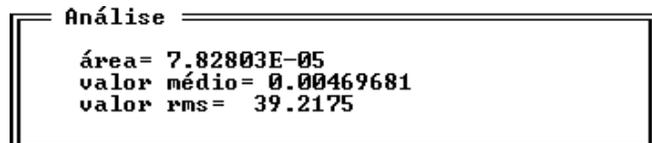
$$\text{Testar se } V_{b.ib(t)}_{av} \approx R_p \cdot (i(t)_{rms})^2 + \frac{(V_{y(t)}_{rms})^2}{R_r}$$

$$V_{b.ib(t)}_{av} = 72V \times 155.615A_{av} = 11204.3 W$$

EMAF I.T



EMAF VY.T



$$R_p \cdot (i(t)_{rms})^2 + \frac{(V_y(t)_{rms})^2}{R_r} = 29.6 \times 10^{-3} \Omega (273.222 \text{ Arms})^2 + \frac{(39.2175 \text{ Vrms})^2}{0.171 \Omega} = 11203.9 \text{ W}$$

$$e\% = 100 \left(1 - \frac{11203.9 \text{ W}}{11204.3 \text{ W}} \right) = 0.0036\% \Rightarrow \text{OK!}$$

10 - TRABALHO PROPOSTO :

Sejam dois inversores PWM conforme a figura 1 a serem projetados para atender as seguintes especificações:

TABELA 20: Especificações de performance dos inversores PWM			
Parâmetro:	Símbolo:	Valor:	Unidade:
Tensão VAC de saída Vo(t) eficaz	VOrms	127 ± 3%	Vrms
Frequência da tensão Vo(t)	f _o	60	Hz
Distorção Harmônica Total máxima da tensão Vo(t)	DHT%Vo(t)	5	%
Potência Aparente Nominal da Carga	S _{nom}	30	KVA
Fator de Potência de carga	f _p	0.85 atrasado a 0.85 adiantado	-
Tensão de alimentação VDC	V _b	120	Vdc
Eficiência de Conversão	η	80	%
Número de pulsos por semiciclo	n	Inversor 1: 7 Inversor 2: 21	

Pede-se que após a fase de projeto sejam determinados os seguintes resultados na análise:

TABELA 21: Resultados a serem obtidos na simulação	
Obter sob a(s) situação(ões) <u>para cada inversor</u> :	
<u>Situação 1</u> : S _{nom} =30KVA f _p =1	
<u>Situação 2</u> : S _{nom} =30KVA f _p =0.85 atrasado	
<u>Situação 3</u> : S _{nom} =30KVA f _p =0.85 adiantado	
<u>Situação 4</u> : S _{nom} =0 KVA f _p =1 (vazio)	
os seguintes resultados:	
1	Gráfico de Vo(t) e sua DHT%
2	Gráfico de iq1(t), iq2(t), iq3(t) e iq4(t) e seus valores médios e eficazes
3	Gráfico de id1(t), id2(t), id3(t) e id4(t) e seus valores médios e eficazes
4	Gráfico de ib(t) e seu valor médio e eficaz

Nota 1: Projeta-se o filtro para a situação 1. Para as demais situações, o filtro permanece conforme situação 1, isto é, mantém-se os valores calculados para N, L_p, C_s, e R_p sendo Z_L o único parâmetro que varia.

Nota 2: Para f_p adiantado utilizar modelo da figura 7 sendo C_L representativo dos VAr negativos da carga, isto é, C_p é a soma do capacitor C_s do filtro obtido na situação 1 mais C_L transferida para o primário de T1.

Nota 3: Para f_p atrasado utilizar modelo da figura 8, sendo L_L representativo dos VAr positivos da carga.

Nota 4: Para situação a vazio, utilizar modelo da figura 7 com $Z_L \rightarrow \infty$. A nível de simulação, isto implica atribuir um valor suficientemente alto para R_r nas equações (4) e (6). Para todos os fins práticos $R_r=100 M\Omega$ é suficiente.

Nota 5: Não esquecer que faremos o papel do controlador do inversor, no sentido de manter o valor eficaz V_{Orms} da tensão $V_o(t)$ dentro dos limites $127V_{rms}\pm 3\%$ através da variação do índice de modulação m (\Rightarrow programa PWMGEN). A tensão V_{Orms} eventualmente tenderá a sair fora dos limites de 3% a medida em que mudamos a situação analisada da situação 1 para as demais, de modo que teremos que ajustar iterativamente m para estabilizar $V_o(t)$ na faixa $127V_{rms}\pm 3\%$. Lembrar que V_{Orms} é diretamente proporcional a m .

11 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS:

- [1] - Power Electronic Control of AC Motors
J.M.D Murphy and F.G. Turnbull
Pergamon Press
- [2] - Eletrônica Industrial
Cyril W. Lander
McGraw Hill
- [3] - Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters
B.R. Pelly
Wiley - Interscience
- [4] - Principles of Inverter Circuits
Bedford & Hoft
John Wiley & Sons
- [5] - High Frequency Switching Power Supply
Chryssis
McGraw Hill