

PROTECÇÃO CONTROLO e APLICAÇÕES de um INVERSOR de TENSÃO para MUITAS BAIXAS FREQUÊNCIAS (0 Hz a 120 Hz)

FERNANDO-SILVA, J.

Secção de Máquinas Eléctricas e Electrónica de Potência, Departamento de Engenharia
Eletrotécnica e de Computadores, Instituto Superior Técnico
Centro de Electrónica Aplicada da U.T.L, Centro de Automática da U.T.L., I.N.I.C.
Av. Rovisco Pais 1096, Lisboa codex, Portugal

Resumo - Apresentam-se as protecções activas e o controlo por realimentação instantânea de corrente e de tensão, que permitem obter um amplificador operacional de transcondutância comutado, para potências elevadas, a partir de um inversor modular com tiristores GTO e modulação de largura de impulso a 1KHz. Discutem-se as aplicações do amplificador como conversor DC-DC, DC-AC E AC-DC (fonte de corrente constante ou variável, gerador de tensão contínua, ou de forma de onda programada, monofásico ou trifásico, simulador de impedâncias) referindo os aspectos de controlo e apresentando alguns resultados experimentais.

Abstract - Active protections and control methods to obtain a high power switching operational transconductance amplifier from a modular voltage source inverter, with GTO thyristors and PWM at 1kHz, are presented. Emphasis is made on the amplifier applications as DC-DC, DC-AC, and AC-DC power converter (variable or fixed current source, DC or programmed waveform power supply, impedance emulator), showing the control process and some experimental results.

1. INTRODUÇÃO

A necessidade de obter um sistema de alimentação versátil, capaz de fornecer potências da ordem das dezenas de KW em aplicações diversas, passando pela simulação de um sistema de tensões trifásico com impedâncias de linha indutivas e frequência amplamente variável, até à emulação de indutâncias de valor elevado para correntes apreciáveis, conduziu à construção de um amplificador operacional de transcondutância (OTA), comutado, com tiristores GTO. É utilizada modulação PWM com portadora a 1KHz o que conjugado com o conveniente dimensionamento das estruturas de realimentação permite obter amplificadores de tensão com ganhos (normalmente superiores a 20 dB) condicionados por divisores resistivos, e larguras de banda desde 0Hz a mais de 120Hz (permitindo a realização de conversores contínuo-alternado e contínuo-

contínuo com um único conversor). A adopção de uma estrutura modular permite reconfigurar facilmente o sistema adaptando-o para realização de outras funções, ou para potências mais elevadas. O amplificador comutado possui um circuito de potência típico de um conversor contínuo-alternado, ou inversor, pelo que poderá também ser utilizado em vários sistemas industriais nomeadamente em accionamentos de velocidade variável com motores de indução, em fontes de alimentação não interruptíveis, ou em fontes de alimentação reversíveis.

2. ESCOLHA DOS DISPOSITIVOS DE COMUTAÇÃO

Os inversores, outrora implementados com tiristores e circuitos de comutação forçada ou transistores bipolares para potências reduzidas, podem, no estado actual da tecnologia, utilizar dispositivos semicondutores com corte comandado, com valores típicos para a gama de potência e frequência de operação, a seguir indicados:

- Tiristores de corte comandado (GTO); 1kW a 5MW; 500Hz a 3kHz.
- Transistores bipolares de porta isolada (IGBT); 500W a 100kW; 7 kHz a 30kHz.
- Transistores bipolares de potência (TJB); 100W a 50kW; 3kHz a 20kHz.
- Transistores bipolares de emissor em anel (RET); 1kW a 25kW; 15kHz a 25kHz.
- Transistores de efeito de campo de potência (MOSFET); 50W a 10kW; 20kHz a 1MHz.

Todos estes dispositivos permitem uma maior simplicidade do circuito de potência e autorizam a modulação de largura de impulso (PWM) a frequências relativamente elevadas. A escolha incidiu sobre os tiristores GTO, dadas as potências em jogo, a gama de frequências, praticamente adequada para todas as aplicações no âmbito da

electrotecnia, o custo elevado dos dispositivos IGBT e RET e a sua não disponibilidade em tempo útil.

3. SELECÇÃO DA TOPOLOGIA

A necessidade de um funcionamento nos quatro quadrantes da característica tensão de saída corrente de saída, e os condicionalismos laboratoriais existentes, levaram à adopção de um circuito de potência em meia ponte. Baseia-se em 2 módulos com tiristores GTO e respectivos elementos de protecção, incluindo ainda filtros de entrada e de saída (fig. 1).

Esta topologia tem a vantagem de reduzir o número de dispositivos de comutação diminuindo a complexidade do sistema, relativamente ao circuito em ponte completa, mas necessita de usar duas fontes de tensão contínua (V) idênticas.

Consequentemente os dispositivos de comutação suportam uma tensão de cerca de 2V. Este pormenor poderá não parecer importante mas reflecte-se no valor de dv_{AK}/dt aos terminais dos dispositivos semicondutores, e portanto na máxima corrente que os tiristores GTO poderão interromper. Sob este ponto de vista seria

recomendável a estrutura em ponte completa, mas a redução de peso, volume e complexidade conseguida com a estrutura em meia ponte, aliado ao facto de, em sistemas trifásicos e para a tensão composta, esta estrutura se comportar como uma ponte completa, tornam esta solução economicamente mais viável, tendo disponíveis as duas fontes de tensão.

4. COMANDO E PROTECÇÃO ACTIVA DE TIRISTORES GTO

Desenvolveram-se módulos de ataque do eléctrodo de comando dos GTO integrando, além das respectivas alimentações, isoladas galvanicamente, um circuito de tratamento de sinal e um circuito de potência (fig. 2), cumprindo as especificações do GTO utilizado (BTV 160 1200R) (Philips, 1984). No entanto, a modularidade dos circuitos permite que sejam facilmente alterados para as especificações de outros GTO (I. R., 1984; Hitachi, 1986), transistores bipolares de potência ou transistores RET e que sejam utilizados para concretizar a fonte de alimentação do circuito da figura 3 montando-se apenas as alimentações. Incluem ainda facilidades adicionais como

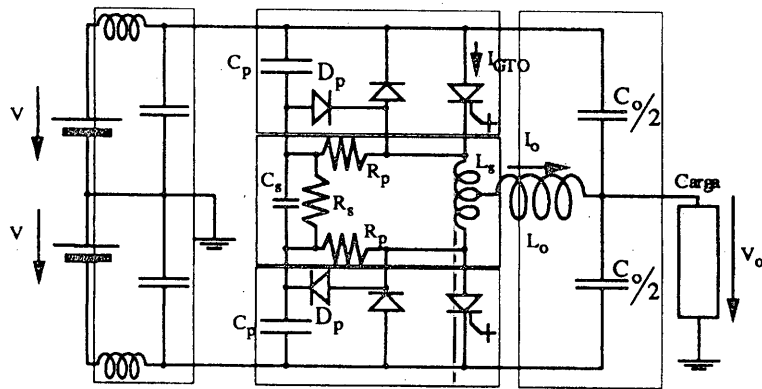


Figura 1. Estrutura básica dos módulos constituintes do conversor.

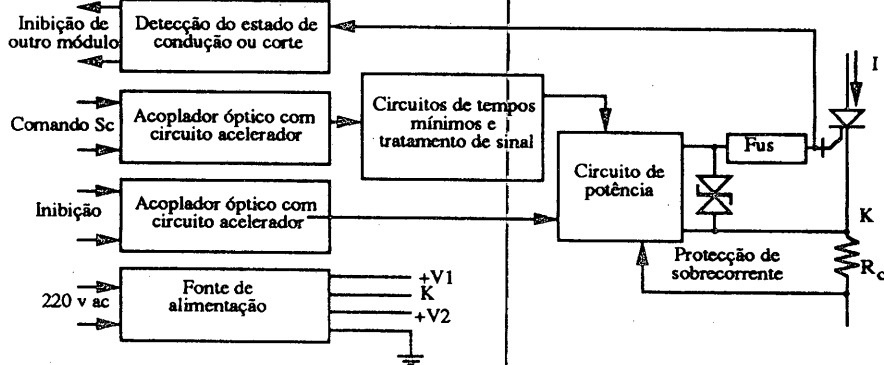


Figura 2. Esquema de blocos do circuito de ataque dos GTO.

sejam 2 acopladores ópticos associados a circuitos aceleradores para recepção dos sinais de comando e de inibição. Estes circuitos isolam galvanicamente todo o conjunto e permitem obter tempos de resposta inferiores a 1µs enquanto que acopladores ópticos normais, dificilmente conseguem tempos de resposta inferiores a 3µs.

A utilização de filtros capacitivos na alimentação de inversores de tensão, e sua estrutura em ponte ou em meia ponte originam, só por si, transitórios de corrente elevada durante as comutações entre os dispositivos semicondutores, devido ao curto-circuito dos filtros através do par díodo a passar ao corte, GTO a entrar em condução. Isto acontece mesmo que se faça um dimensionamento correcto dos circuitos de ajuda na comutação e se usem díodo rápidos (com tempo de passagem ao corte inferior ao tempo de passagem à condução dos GTO), em antiparalelo com os tiristores GTO, para limitar os picos de corrente. Além disso os moduladores PWM só por si não garantem a não simultaneidade da condução dos GTO de um braço, mesmo possuindo circuitos especiais de inibição e geração de tempos mortos, dado que existe sempre a possibilidade do ruído electromagnético, gerado pelas comutações, poder afectar os circuitos de tratamento de sinal dos módulos de ataque ou mesmo afectar a geração dos tempos mortos no modulador PWM. O curto-circuito de um braço do inversor leva inevitavelmente à destruição dos seus semicondutores de potência. A utilização de tempos mortos é, então, insuficiente, especialmente com tensões de alimentação elevadas, para fazer face a este problema, o que obriga ao uso de circuitos de protecção activos, complementando as protecções já tradicionais.

Foram, então, incorporados nos módulos de ataque dos GTO, um circuito para detecção de sobrecorrente e outro para avaliar do estado de corte ou condução do GTO.

A detecção de sobrecorrente passa automaticamente o dispositivo ao corte logo que a corrente I_{GTO} se aproxima de um valor fixado através de R_C (fig. 2) e próximo do valor I_{GTOmax} . O dispositivo mantém-se no estado de corte mesmo que o sinal de comando S_C contenha informação para estar em condução e que a corrente I_{GTO} baixe abruptamente. A detecção de sobrecorrente só será inactivada quando S_C contiver ordem para passagem ao corte, ficando pronta para detectar futuras sobrecorrentes. Evitam-se deste modo oscilações de alta frequência no dispositivo com consequente destruição deste.

O circuito de detecção do estado de corte ou condução mede a tensão no eléctrodo de comando do GTO, enviando a respectiva informação para o circuito de inibição do outro módulo de ataque da meia ponte (fig. 3). Obtem-se assim uma segurança acrescida dado que um circuito de ataque, tendo disparado o respectivo GTO, inibirá o outro módulo impedindo um disparo intempestivo e evitando a destruição dos semicondutores. Estas protecções activas revelam-se mais viáveis do que a utilização de fusíveis ultra-rápidos, dado que estes são de obtenção difícil, dispendiosos e de dimensionamento delicado.

A protecção de inibição cruzada, conjuntamente com a detecção de sobrecorrente constituem um sistema de informação redundante com aumento de fiabilidade e robustez do sistema global.

5. PROJECTO DOS CIRCUITOS DE AJUDA NA COMUTAÇÃO

Os tiristores GTO suportam, na transição condução corte, um valor máximo de dv_{AK}/dt que é tanto mais baixo quanto maior é a corrente ânodo cátodo a cortar. Para limitar o valor de dv_{AK}/dt usam-se os circuitos de

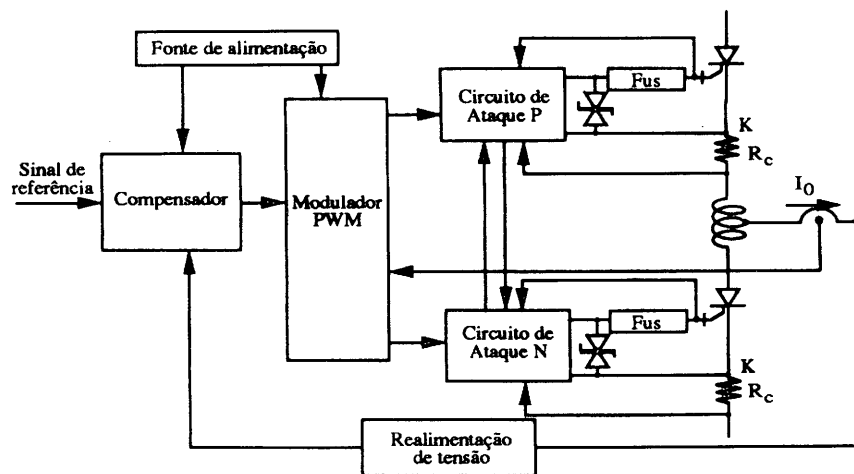


Figura 3. Interligações dos diversos módulos do conversor.

protecção R_p , C_p , e D_p (fig. 1) incluídos no módulo dos tiristores GTO. A utilização deste tipo de circuito obriga à utilização do circuito L_s , C_s , R_s , o qual constitui conjuntamente com R_p o módulo de protecção série. A energia armazenada nos componentes reactivos destes dois circuitos é dissipada nas resistências mas poderia ser recuperada e enviada novamente para as fontes de alimentação (Fregien, Langer, Skudelny, 1988; Sneyers, Lataire, Maggeto, Detemmerman, 1987). No entanto esta solução não foi utilizada, dada a optimização do circuito, que permite uma potência dissipada inferior a 2% da potência total de saída. Os circuitos de protecção utilizados são inéditos embora derivem dos circuitos apresentados por McMurray, 1985 e Undeland, 1983, e, tal como estes, caracterizam-se por apresentarem desempenhos optimizados. As alterações topológicas e de dimensionamento introduzidas autorizam o seu normal funcionamento, mesmo em caso de curto-circuito da meia ponte, permitindo a passagem ao corte, em segurança, dos dois GTO por meio da detecção de uma corrente excessiva. O dimensionamento dos condensadores C_p e resistências R_p é feito utilizando as equações já bem conhecidas:

$$C_p \approx \frac{I_{GTO\max}}{(dv_{AK}/dt)_{\max}} ; \quad R_p \approx \frac{t_{ON\min}}{3 C_p} \quad (1)$$

Nestas equações, $I_{GTO\max}$ é o valor máximo de corrente que o GTO pode cortar para um dado valor de $(dv_{AK}/dt)_{\max}$, e $t_{ON\min}$ é o tempo mínimo que o GTO deve conduzir, sob pena de destruição, se for passado ao corte antes de ter decorrido $t_{ON\min}$. Os diodos D_p necessitam ser muito rápidos na entrada em condução, e os condensadores C_p devem ter baixa impedância série (Golbrunner, 1984).

O dimensionamento da indutância L_s , constituída por duas bobinas acopladas magneticamente, deve ter em conta o tempo de actuação das protecções activas (inferior a $t_{ON\min}$), e ser feito para a situação de curto-circuito. Neste, a tensão das fontes de alimentação, 2V (desprezando quedas de tensão nos GTO), é aplicada aos terminais da bobina, obtendo-se:

$$L_s = \frac{2 V t_{ON\min}}{I_{GTO\max}} \quad (2)$$

O valor obtido para a resistência R_s , através da equação usual ($R_s = 3L_s / t_{ON\min}$) conduz a níveis elevados para a sobretensão $S_V = R_s I_{GTO\max}$ que ocorre quando se corta o tiristor GTO na situação de curto-circuito. Tal inconveniente pode ser resolvido com a adição do con-

densador C_s de modo a constituir um circuito RLC paralelo, se possível sobreamortecido ($R_s \leq \sqrt{L_s/4C_s}$).

Com esta topologia na situação de curto-circuito a sobretensão $S_{V\max}$, é:

$$S_{V\max} \leq I_{GTO\max} \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \quad (3)$$

o que permite determinar aproximadamente C_s . Para valores de sobretensão de algumas dezenas de Volt, C_s tem a capacidade elevada ($> 100\mu F$) de modo que no funcionamento em regime normal a tensão aos seus terminais é praticamente constante. A energia de L_s é, então, dissipada na resistência R_s ($R_s \gg T_{PWM} / C_s$) ao longo de todo o período T_{PWM} . Nestas condições S_V é extremamente reduzida ($S_V = 4 V \sqrt{2 L_s C_p} / (T_{PWM} - \pi \sqrt{2 L_s C_p})$) pelo que, sem inconvenientes, pode aumentar-se, obtendo-se um tempo (T_{dm}) mais pequeno para o anulamento da corrente em L_s ($S_V = 4 V \sqrt{2 L_s C_p} / T_{dm}$) com $R_s \approx T_{PWM} (S_V)^2 / 4 V^2 C_p$.

6. DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE SAÍDA

O modulador PWM utilizado (Anunciada, Silva, 1989), baseia-se na amostragem da corrente de saída I_o , corrente esta que deve apresentar uma componente de alta frequência com a forma triangular, para permitir a geração dos impulsos de PWM a transmitir aos módulos de ataque dos GTO (fig. 3). É então necessário utilizar o filtro de saída $L_o C_o$, não só para conferir a forma necessária a I_o , mesmo na presença de cargas resistivas, mas também para atenuar bastante a componente de alta frequência presente na tensão de saída V_o .

A amostragem da corrente I_o fez-se utilizando um sensor de efeito Hall numa montagem de anulamento do campo magnético (LEM, 1987), que fornece normalmente uma corrente de saída proporcional à corrente a medir, dentro dos limites permitidos pelas tensões de alimentação e pelos componentes electrónicos. Nas condições de utilização, a excursão máxima deste sinal é de ± 10 Volt a que se faz corresponder uma corrente I_o máxima de cerca de ± 33 Ampere. É então razoável admitir para variação máxima da corrente devida à modulação PWM, um valor $\Delta I_o \approx \pm 3,3$ Ampere a que corresponde ± 1 Volt no sensor, preservando, assim, a gama dinâmica. Estas considerações permitem estimar o valor da bobina L_o . A partir deste, e do valor da atenuação A_t , (ex-

pressão em dB) requerida para a harmônica correspondente à frequência de comutação f_{PWM} , (normalmente $A_1 \approx 40$ dB), pode obter-se o respectivo valor de C_o :

$$L_o \approx \frac{V}{|\Delta I_o|} \frac{T_{PWM}}{2} ; C_o \approx \frac{2(A_1/6)}{L_o (2\pi f_{PWM})^2} \quad (4)$$

7. ESTRATÉGIAS DE CONTROLO

A diversificação das funções do inversor será feita nesta secção com a apresentação dos compensadores que permitem obter amplificadores de tensão, indutâncias de valor elevado, associações de indutâncias com fontes de tensão, ou fontes de tensão universais reversíveis.

7.1. CONTROLO PARA OBTER AMPLIFICADORES DE TENSÃO

Em certas aplicações deste inversor, como por exemplo um sistema de alimentação trifásico de frequência variável para rectificadores, ocorrem curto-circuitos (provocados pelas comutações do rectificador), pelo que o conversor deve poder funcionar com a saída em curto-circuito. Foi, portanto, utilizado um modulador PWM com realimentação instantânea da corrente (para auto-limitação desta), tal que a associação modulador-conversor de potência pode ser descrita simplificada e em regime permanente pela equação, $I_o = g_m v_e$, onde I_o é o valor médio da corrente de saída, g_m é uma constante (transcondutância) associada ao conjunto, e v_e é o valor da tensão de erro à entrada do modulador (Anunciada, Silva, 1989). Representa-se, assim, o conversor como um amplificador operacional de transcondutância OTA, ou seja, uma fonte de corrente de transcondutância g_m comandada pela tensão v_e .

O modelo dinâmico em cadeia aberta pode ser obtido admitindo um atraso médio estatístico T_m ($T_m \approx T_{PWM} / 2$), para o comando discreto do modulador ($i_o = g_m v_e e^{-sT_m}$), o que conduz, por aproximação da exponencial aos dois primeiros termos da sua série de Taylor, a um modelo linear contínuo com um único pólo (amplificador com pólo dominante) (Fernando-Silva, 1989):

$$i_o = \frac{g_m}{1 + sT_m} v_e \quad (5)$$

Esta simplificação é confirmada na prática pelos bons resultados obtidos e pela curva experimental da resposta de frequência em cadeia aberta da associação modulador, conversor e filtro de saída (OTA) com a saída em curto-circuito (fig. 5). Nela se pode verificar que o pólo teórico, devido a T_m , coincide aproximadamente com o pólo experimental.

Pretendendo controlar-se o valor da variável de saída V_o , a utilização de um compensador proporcional integral, tratando o erro entre a tensão de referência e a tensão de saída amostrada continuamente, garante um erro estático de nulo e um tempo de resposta suficientemente curto. O diagrama de blocos resultante é o representado na figura 4.

Fazendo coincidir o zero do regulador proporcional integral com o pólo da carga:

$$T_{zm} = C_o R_o \quad (6)$$

obtem-se a função de transferência em cadeia fechada de um sistema de 2ª ordem:

$$\frac{v_o(s)}{v_r(s)} = \frac{1/\alpha_v}{\left(\frac{T_{pm} T_m}{\alpha_v g_m R_o}\right) s^2 + \left(\frac{T_{pm}}{\alpha_v g_m R_o}\right) s + 1} \quad (7)$$

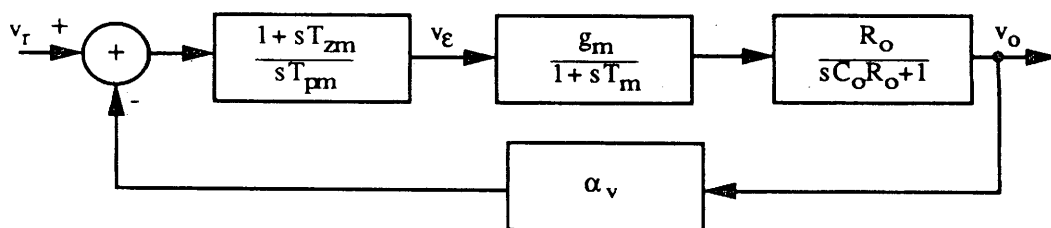


Figura 4. Diagrama de blocos do conversor realimentado.

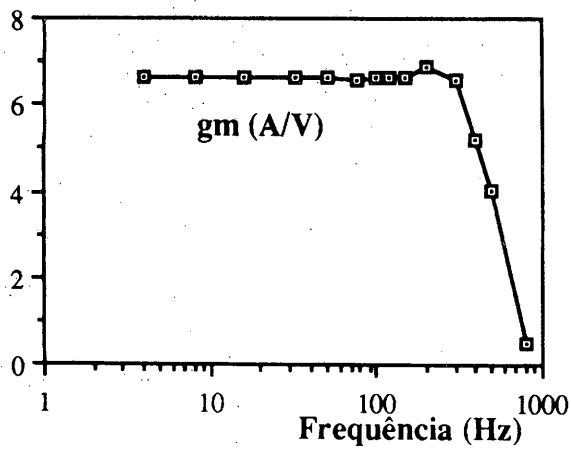


Figura 5. Resposta de frequência do conversor em cadeia aberta (valores experimentais).

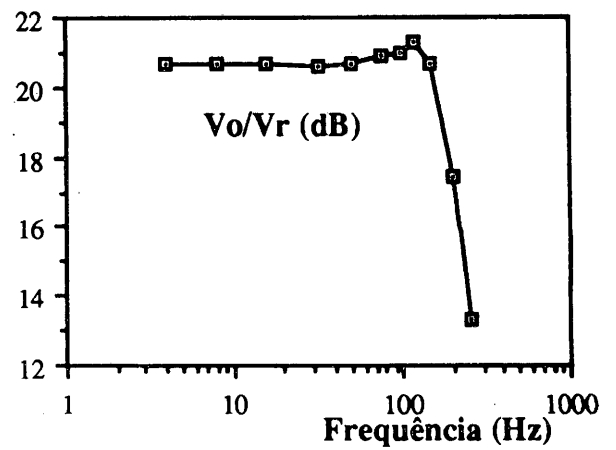


Figura 6. Resposta de frequência do conversor em cadeia fechada (valores experimentais).

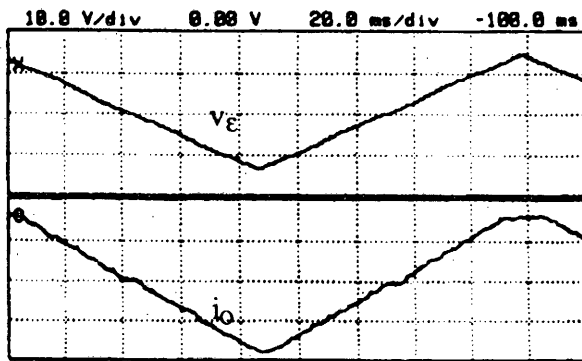
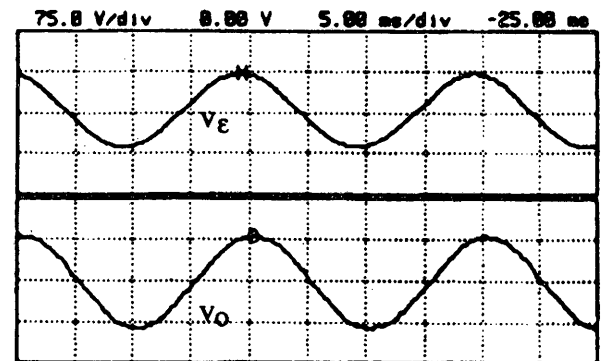
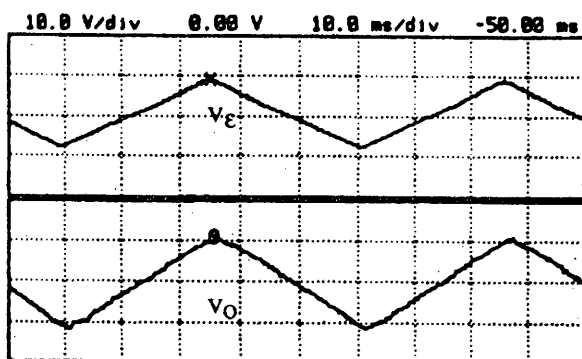


Figura 7. a) Resposta em cadeia aberta com carga nominal.



b) Resposta a uma sinusóide em cadeia fechada.

Oscilograma superior : Tensão de referência



Oscilograma inferior : Variável de saída

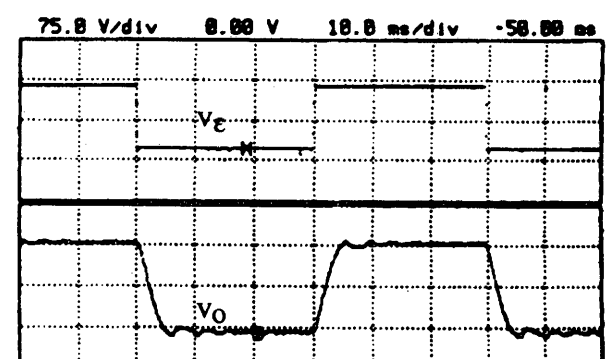


Figura 8. a) Resposta em cadeia fechada com entrada triangular.

b) Resposta em cadeia fechada com entrada quadrada.

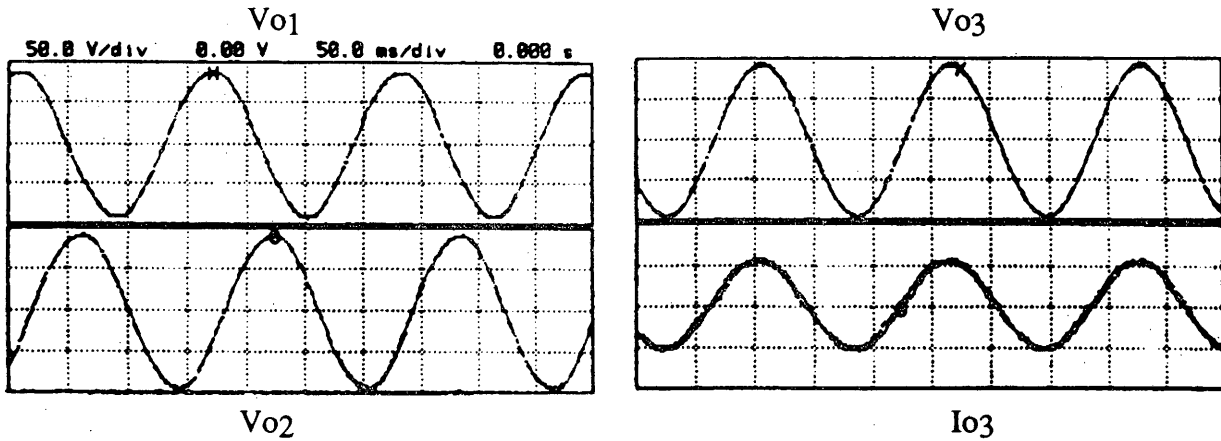


Figura 9. Tensões simples trifásicas e corrente de saída na fase 3 obtidas experimentalmente.

onde para ter boas condições de estabilidade e boa velocidade de resposta é necessário usar um factor de amortecimento $\xi = \sqrt{2}/2$, ou seja,

$$T_{pm} = 2 \alpha_v g_m R_o T_m \quad (8)$$

As equações (6), (7) e (8) permitem dimensionar então um amplificador de tensão com ganho $1/\alpha_v$, com largura de banda à potência máxima de 120Hz, largura de banda em sinais fracos de 160Hz (fig. 6) e boas características estáticas e dinâmicas, como pode ser observado nos resultados experimentais apresentados nas figuras 7, 8 e 9.

7.2. FUNCIONAMENTO COMO FONTE DE TENSÕES TRIFÁSICAS DE FREQUÊNCIA VARIÁVEL

Para obter um sistema trifásico de tensões são necessários 3 amplificadores de tensão como o referido anteriormente e um módulo de geração das tensões alternadas de referência. Utiliza-se, assim, um oscilador controlado a tensão (VCO) que através de um divisor de frequência endereça tabelas de duas tensões alternadas armazenadas em EPROM. Dois conversores digital-analógicos de 8 bits e 1 amplificador operacional geram

então as 3 tensões de referência. O módulo possui entradas que permitem variar as amplitudes das tensões, a defasagem entre estas e o respectivo controlo por microprocessador tendo uma gama de frequências de saída compreendida entre 25mHz e 250Hz. A figura 9 apresenta os oscilogramas de tensões trifásicas alternadas sinusoidais obtidas experimentalmente.

7.3. FUNCIONAMENTO COMO EMULADOR DE INDUTÂNCIAS

O conversor de potência com geração de PWM em modo de corrente pode ser utilizado para emular o comportamento de uma bobina com indutância elevada.

Assim considere-se a figura 10, onde se representa o circuito de potência realimentado por uma estrutura integradora. A fonte de corrente comandada pela tensão v_e , é também realimentada, com transcondutância em cadeia

fechada g_n ($g_n = \frac{1}{g + g_m^{-1}} g$ é o ganho de retorno) e

função de transferência análoga à de cadeia aberta (dada por (5) substituindo g_m por g_n).

Facilmente se obtém a equação da admitância de entrada Y_i do circuito da figura 10a):

$$Y_i = \frac{i_i}{v_i} = \frac{1}{s^2 \frac{C_1 T_m R_1}{\alpha_v g_n} + s \left(\frac{T_m R_1}{\alpha_v g_n R_2} + \frac{C_1 R_1}{\alpha_v g_n} \right) + \frac{R_1}{\alpha_v g_n R_2}} + s C_o \quad (9)$$

que é análoga à equação de admitância do circuito da figura 10b) com:

$$R_{eq} = \frac{R_1}{\alpha_v g_n R_2}; C_{peq} = \frac{\alpha_v g_n R_2 T_m C_1}{T_m R_1 + C_1 R_1 R_2}; L_{eq} = \frac{T_m R_1}{\alpha_v g_n R_2} + \frac{C_1 R_1}{\alpha_v g_n}; C_{oeq} = C_o \quad (10)$$

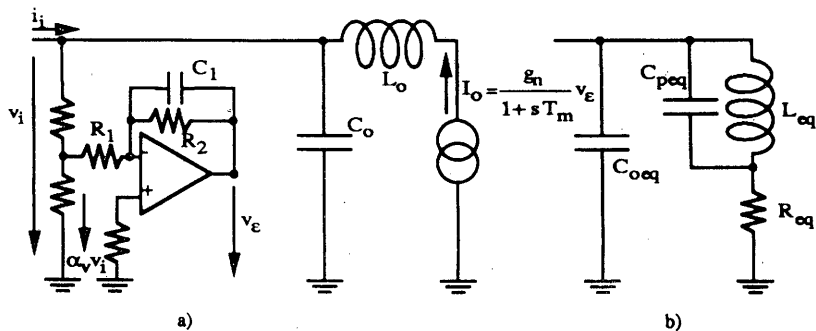


Figura 10. Circuito para simulação de bobinas de indutância elevada (a) e seu equivalente (b)).

Para frequências muito mais baixas do que a frequência de comutação, a admitância de C_o é desprezável (além de que C_o pode ser pequeno). Por outro lado fazendo R_2 muito maior que R_1 vem:

$$R_{eq} \approx 0; C_{peq} \approx \frac{\alpha_v g_n T_d}{R_1}; L_{eq} \approx \frac{C_1 R_1}{\alpha_v g_n} \quad (11)$$

Utilizando valores razoáveis para as diversas grandezas ($\alpha_v \approx 0,01$; $C_1 \approx 100\mu F$; $R_1 \approx 10^5 \Omega$; $g_n \approx 3A/V$) podem ter-se indutâncias de centenas de Henry, em paralelo com condensadores parasitas da ordem de poucos μF . Tais bobinas simuladas são desejáveis e extremamente úteis em aplicações de muito baixa frequência, (<10Hz), como por exemplo em protótipos para ensaios laboratoriais de controlo preditivo de horizonte extendido, por simulação, em rectificadores de muito baixa frequência.

7.4. FONTE DE TENSÃO COM IMPEDÂNCIA INDUTIVA

Atendendo às simplificações introduzidas na secção 7.3 é possível redesenhar o circuito da figura 10 e introduzir

uma tensão constante ou variável v_E , na entrada do integrador (fig. 11a) obtendo-se um circuito para o qual é possível escrever:

$$i_i = \frac{\alpha_v g_n}{C_1 R_1} \int_0^t (V_i + v_E/\alpha_v) dt + (i_i)_{t=0} \quad (12)$$

Comparando com a equação análoga que se obtém para o circuito da figura 11b) tem-se:

$$L_{eq} = \frac{C_1 R_1}{\alpha_v g_n}; e_v = \frac{v_E}{\alpha_v} \quad (13)$$

Obtem-se então, para baixas frequências, uma bobina L_{eq} em série com uma fonte de tensão de valor $e_v = v_E/\alpha_v$.

Por processos semelhantes poderiam obter-se condensadores de grande capacidade (Stout, Kaufman, 1976), giradores para circuitos de potência elevada ou fontes de alimentação reversíveis, utilizando duas meias pontes, uma como fonte de tensão normal já descrita e a outra alimentando a primeira. A energia seria retirada da rede de tensão

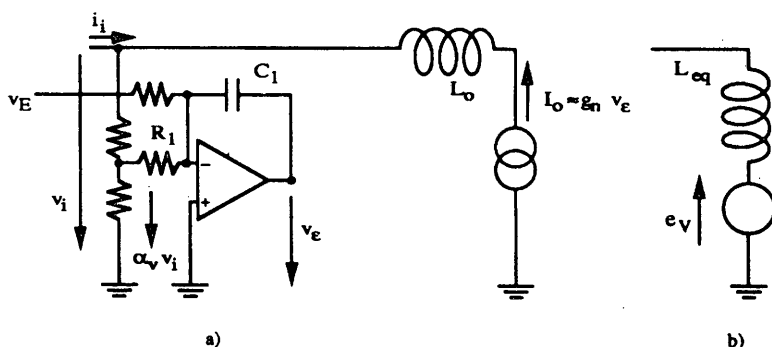


Figura 11. Circuito para simulação de fonte de tensão em série com bobina a) e seu equivalente b).

alternada (conversor AC DC) e o regulador deveria amostrar a tensão nos condensadores e inverter o sinal da corrente de entrada. Conseguir-se-ia com este conjunto uma fonte bidireccional ou seja ser-lhe-ia possível fornecer ou receber potência sendo esta última reenviada para a rede de energia.

8. CONCLUSÕES

Construiu-se um conversor comutado com tiristores GTO e modulação PWM, com protecções activas que se comporta como um amplificador operacional comutado, para potências da ordem da dezena de kW com largura de banda à potência máxima de 0 Hz a 120 Hz. Pode, então, ser utilizado como conversor contínuo-contínuo ou contínuo-alternado, nas aplicações usuais dentro desta margem de frequências. Sendo o amplificador operacional de transcondutância e o amplificador operacional de tensão dois blocos básicos para a implementação da quase totalidade dos circuitos electrónicos, e dado que o conversor apresentado permite realizar qualquer deles e funciona nos quatro quadrantes da característica tensão corrente de saída, pode dizer-se que este conversor é quase universal pois permite a conversão alternado-contínuo, além das citadas contínuo-contínuo e contínuo-alternado, bem como uma grande diversidade de outros circuitos como sejam a simulação de reactâncias passivas de valores elevados para baixa frequência. A insensibilidade ao ruído electromagnético e as protecções incluídas nos circuitos de ataque dos tiristores GTO, bem como o facto de ser construído modularmente, garantem-lhe a necessária robustez e flexibilidade de uso em todas estas aplicações.

REFERÊNCIAS

- ANUNCIADA, A. V.; SILVA, M. M. (1989), A new current mode control process and applications, PESC Record, pp. 1-12.
- FERNANDO SILVA, J. (1989), Controlo Preditivo por Simulação para Rectificadores com Eliminação de Falhas de Comutação, Tese de Doutoramento em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, I.S.T., Lisboa.
- FREGIEN, G.; LANGER, H. G.; SKUDELNY, H.-C. (1988), A regenerative snubber for a 200 KVA GTO-driver, PESC Record, pp. 498-505.
- GOLBRUNNER, W.; VETTER, H. (1984), Capacitors for GTO thyristors, Siemens Components XIX nº 6, pp. 264-268.
- HITACHI (1986), Hitachi GTO thyristor operation manual. International Rectifier; (1984), Gate driver module GK2B for the 160PFT GTO thyristor, I.R.
- LEM, SA (1987), The LEM module, Liasions électroniques mecaniques, SA Genève.
- MCMURRAY, W (1985), Efficient snubbers for voltage-source GTO inverters, IEEE, pp. 20-27.
- PHILIPS (1984), BTV 160 Manual, Philips.
- SNEYERS, B.; LATAIRE, P.; MAGGETTO, G.; DETEMMERMAN, B.; BOERMAN, B. (1987), Improved voltage source GTO inverter with new snubber design, Proc. EPE, vol. I, pp. 31-36.
- STOUT, D; KAUFMAM, M. (1976), Handbook of operation amplifier circuit designs, McGraw-Hill.
- UNDELAND, T.M. (1983), Snubbers for pulse width modulated bridge converters with power transistors or GTOs, IPEC Tokyo, pp. 313-323.