

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**AMPLIFICADOR MAGNÉTICO APLICADO À REGULAÇÃO DE
TENSÃO EM UM CONVERSOR FORWARD**

**DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

NEWTON DA SILVA

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1994

AMPLIFICADOR MAGNÉTICO APLICADO À REGULAÇÃO DE
TENSÃO EM UM CONVERSOR FORWARD

NEWTON DA SILVA

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA
OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA,
ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA
FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO



Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.
Orientador



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.
Coordenador do curso de Pós-graduação em
Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA :



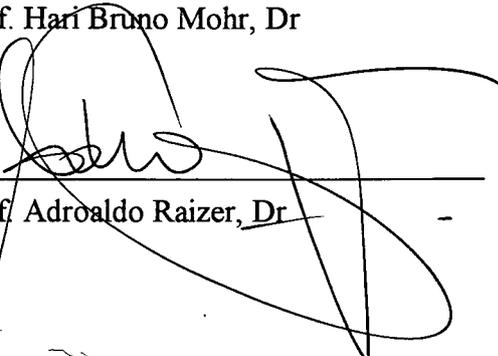
Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Hari Bruno Mohr, Dr



Prof. Adroaldo Raizer, Dr

"Um homem é o que é sua vida.

*Se um homem não modifica nada dentro de si mesmo,
se não transforma, radicalmente, sua vida,
se não trabalha sobre si mesmo,
está perdendo o seu tempo miseravelmente. "*

SAMAEL AUN WEOR

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, pela orientação dispensada na realização deste trabalho.

Aos professores participantes da banca examinadora, pela atenção e contribuições sugeridas ao trabalho.

Aos funcionários, Coelho, Pacheco, Adenir, Diógenes, Rosângela e Salomé, que durante o período de trabalho, sempre mostraram atenção, amizade e colaboração na realização deste.

Ao Engenheiros Rhae Paulo Gaidzinsk e Peter Mantovanelli pela atenção e sugestões.

Aos colegas Alécio, Elias Andrade, Elias Teodoro, Elizete Lourenço, Fernando Castaldo, Gilberto Valentim, Geraldo Mondardo, Ivan Eidt, Nelson Jhoe Batistela, Odilon Tortelli, Pedro Armando, René Bascopé, Samir Ahmad Mussa, Wadaed Uturbey, que de uma forma ou outra, apoiaram e incentivaram a realização do trabalho, sempre contribuindo para um enriquecimento deste, bem como a convivência durante os dois anos do curso.

Aos doutorandos, pela ajuda e amizade.

A todos meus amigos que estiveram presentes enquanto eu me encontrava na realização deste, sempre dando motivação e estímulos para que este fosse realizado, em especial à Roberta Scarabelot e Paulo Cesar Aguiar e Silva pela sua presença marcante.

À Universidade Federal de Santa Catarina e o CNPQ pelo suporte financeiro.

SUMÁRIO

RESUMO	xi
ABSTRACT	xii
SIMBOLOGIA	xiii
INTRODUÇÃO GERAL	xix
CAPÍTULO 1 - ESTUDO DO AMPLIFICADOR MAGNÉTICO	1
1.1 - Introdução	1
1.2 - Laço de histerese de um núcleo como representação de um interruptor	1
1.3 - Controle do tempo "on/off" do interruptor	2
1.4 - O amplificador magnético funcionando como uma chave PWM	3
1.5 - A regulação de tensão através do amplificador magnético	4
1.6 - O amplificador magnético como pós-regulador em uma saída do conversor tipo Forward	7
1.7 - Aplicação	9
1.8 - Qualidade do amplificador magnético	9
1.8.1 - Como um interruptor desligado	10
1.8.2 - Como um interruptor ligado	10
1.8.2.1 - Mínima resistência	10
1.8.2.2 - Mínima indutância	10
1.8.2.3 - Mínimo atraso de "ligamento"	10
1.9 - Passos para o projeto de um amplificador magnético	11
1.10 - Conclusão	11

CAPÍTULO 2 - A UTILIZAÇÃO DO AMPLIFICADOR MAGNÉTICO NA REGULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA DE UM CONVERSOR FORWARD COM DUAS SAÍDAS	13
2.1 - Introdução	13
2.2 - O conversor Forward	13
2.3 - O conversor Forward com o amplificador magnético	15
2.3.1 - Etapas de funcionamento	16
2.4 - Controle do amplificador magnético	19
2.4.1 - Circuitos de Reset	19
2.5 - Projeto do conversor com amplificador magnético	20
2.6 - Projeto do amplificador magnético	21
2.6.1 - Metodologia de projeto	21
2.6.2 - Perdas no núcleo	24
2.6.3 - Perdas no cobre	25
2.6.4 - Projeto do circuito de controle do ampmag.	27
2.6.5 - Projeto do circuito de reset	28
2.6.5.1 - Escolha do transistor de reset	29
2.6.5.2 - Elevação de temperatura do transistor	29
2.6.5.3 - Resistor R1	29
2.6.5.4 - Resistores R2 e R3	30
2.6.6 - Projeto do circuito de compensação	30
2.6.6.1 - Resistores R4 e R5	30
2.6.6.2 - Resistor R6 e capacitor C2	31
2.6.6.3 - Cálculo do ganho G	31
2.6.6.4 - Cálculo do ganho da realimentação	33
2.7 - Conclusão	34
 CAPÍTULO 3 - PROJETO DO CONVERSOR FORWARD E DO AMPLIFICADOR MAGNÉTICO	 35

3.1 - Introdução	35
3.2 - Projeto do conversor Forward	35
3.2.1 - Dimensionamento do mosfet e cálculo térmico	36
3.2.1.1 - Cálculo térmico e perdas no mosfet	37
3.2.1.2 - Comando de gate do mosfet	39
3.2.2 - Dimensionamento do transformador	39
3.2.2.1 - Cálculo do número de espiras dos enrolamentos primário e secundário	41
3.2.2.2 - Cálculo da seção dos condutores	42
3.2.3 - Dimensionamento dos indutores de filtragem	44
3.2.4 - Dimensionamento dos capacitores de filtragem	47
3.3 - Projeto do interruptor magnético	48
3.3.1 - Cálculo de Λ (lambda) e o número de espiras no núcleo	49
3.3.2 - Cálculo das perdas do amplificador magnético e elevação de temperatura	51
3.3.2.1 - Perdas no ferro	51
3.3.2.2 - Perdas no cobre	51
3.3.2.3 - Cálculo da elevação de temperatura	54
3.3.3 - Circuito de controle do amplificador magnético	55
3.3.3.1 - Circuito de reset	55
3.3.3.2 - Escolha do transistor de reset	55
3.3.3.3 - Aquecimento do transistor	55
3.3.3.4 - Cálculo do resistor R1	56
3.3.3.5 - Cálculo dos resistores R2 e R3	57
3.3.3.6 - Cálculo dos resistores R4 e R5	57
3.3.3.7 - Cálculo da frequência de corte da saída do modulador mais filtro	58
3.3.3.8 - Cálculo do ganho e de R6 e C2	59
3.4 - Resultado final de projeto	61

3.4.1 - Lista de materiais do conversor com amplificador magnéticos	62
3.4.1.1 - Filtro de entrada	62
3.4.1.2 - Interruptores principais	62
3.4.1.3 - Desmagnetização do transformador	62
3.4.1.4 - Transformador principal	62
3.4.1.5 - Saídas do conversor de 5 e 15 V	62
3.4.1.6 - Filtros de saída	62
3.4.1.7 - Comando de gate do mosfet	63
3.4.1.8 - Circuito snuber para os mosfets	63
3.4.1.9 - Circuitos de proteção	63
3.4.1.9.1 - Sobretensão	63
3.4.1.9.2 - Sobrecorrente	64
3.4.1.10 - Soft start	64
3.4.1.11 - Circuito de controle PWM	64
3.4.1.12 - Limitação da corrente de partida (inrush current).....	65
3.4.1.13 - Pós-regulação com interruptor magnético	65
3.4.1.14 - Controle do interruptor magnético	65
3.5 - Conclusão	67
CAPÍTULO 4 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAÇÃO	68
4.1 - Introdução	68
4.2 - Resultados de simulação	68
4.3 - Resultados experimentais	71
4.4 - Conclusão	78
CONCLUSÃO GERAL	80
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	82

RESUMO

O presente trabalho tem como objetivo fazer o estudo da regulação de tensão, para variações na carga, em um conversor do tipo forward, obtida a partir de uma pós-regulação em uma de suas saídas através de um amplificador magnético.

A abordagem adotada compreende inicialmente um estudo de amplificadores magnéticos, tais como princípio de funcionamento e aplicação como interruptor magnético, buscando-se assim fornecer uma boa compreensão do assunto.

Um estudo é feito do amplificador magnético aplicado a um conversor do tipo forward, com duas saídas, pós-regulando uma destas saídas contra variações de carga. É feito um estudo analítico e os pontos principais para projeto da colocação do interruptor e demais componentes auxiliares.

É também utilizado o método de simulação com a finalidade de verificar-se o princípio de funcionamento do amplificador magnético, e se este está de acordo com o determinado analiticamente.

Uma metodologia de projeto é apresentada, bem como um circuito de controle para o amplificador magnético.

Resultados experimentais de um protótipo são também apresentados buscando-se a validação do princípio de funcionamento, bem como medir o desempenho da regulação de tensão.

ABSTRACT

The purpose of this work is to study the voltage regulation for load variations in a forward converter, by means of a pos-regulation method using a magnetic amplifier.

Firstly, a study of some characteristics of the magnetic amplifier used like a magnetic switch is made to give a better understanding about the subject.

A study of a two outputs forward converter making use of the magnetic amplifier for output voltage regulation is made. An analytical study concerning the main design characteristics of the magnetic component and his auxiliary components for operation is provided.

In order to verify the principle of operation of such regulator a simulation is also made.

A design methodology is presented for the magnetic amplifier as well as a control circuit for his correct operation.

Experimental results are obtained over a prototype in order to validate the studies realized and to verify the performance of the magnetic switch.

SIMBOLOGIA

Ae	Área da seção transversal do núcleo
AeAw	Produto de áreas
As	Área da superfície do amplificador magnético
Aw	Área da janela do núcleo
B	Densidade de fluxo magnético
B1	Densidade de fluxo para um ponto 1 de operação
B2	Densidade de fluxo para um ponto 2 de operação
Bm	Máxima densidade de fluxo no amplificador magnético
Bmáx	Máxima densidade de fluxo no transformador
Bo	Densidade de fluxo para um ponto "o" de operação
Br	Densidade de fluxo residual no amplificador magnético
Bs	Densidade de fluxo no estado saturado do amplificador magnético
C	Capacitor
C2	Capacitor de compensação
Ca1	Capacitor auxiliar para amplificação da corrente de comando
Circ	Circunferência de uma espira
Ciss	Capacitância intrínseca do MOSFET
Cm	Coefficiente para cálculo de perdas magnéticas
CS1	Capacitor na saída 1
CS2	Capacitor na saída 2
D	Razão cíclica
d	Razão cíclica obtida do amplificador magnético
dB	Varição da intensidade do fluxo
dcond	Diâmetro do condutor
desp	Diâmetro de uma espira
dH	Varição da força coerciva

Dia	Diâmetro do núcleo assumindo uma forma cilíndrica
Diam	Diâmetro do fio
dint	Diâmetro interno de uma espira no amplificador magnético
Dmáx	Razão cíclica máxima
Dmín	Razão cíclica mínima
Ds1	Diodo de sinal (impede desmagnetização no secundário de TR)
Ds2	Diodo de sinal (retificador do pulso de comando)
f	Frequência de comutação
f mod/fil	Frequência de corte do modulador mais o filtro
fc	Frequência de corte do filtro LC
FF	Ganho da função transferência do circuito
FM	Ganho da função transferência do modulador
FR	Ganho da função transferência de reset
G	Ganho do modulador mais o filtro
Gr	Ganho de realimentação
h	Altura
H	Intensidade de campo magnético
Hr	Força magnetomotriz para desmagnetização do núcleo
HT	Altura do amplificador magnético
Ic	Corrente de controle
Id	Corrente eficaz no dreno
ID	Diâmetro interno do amplificador magnético
Ief	Corrente eficaz
Iefprimário	Corrente eficaz no primário
Iefsecundário1	Corrente eficaz no secundário 1
Iefsecundário2	Corrente eficaz no secundário 2
Io	Corrente na carga
Ipico	Corrente máxima no MOSFET
Ipk	Corrente de pico no indutor

J	Densidade de corrente
K	Fator de preenchimento
Kc	Fator de cálculo
Ke	Fator de enrolamento
Kp	Fator de ocupação do primário
Kw	Fator de utilização da janela do núcleo
L	Indutor
lm	Comprimento do caminho magnético do núcleo
lg	Entreferro
Ls	Indutância de saída
LS1	Indutor na saída 1
LS2	Indutor na saída 2
m	massa do núcleo
N	Número de espiras
n	Rendimento
NP	Número de espiras no primário
NS	Número de espiras do secundário
NS1	Número de espiras no secundário 1
NS2	Número de espiras no secundário 2
OD	Diâmetro externo do amplificador magnético
P.W.M.	Pulse Width Modulation (Modulação por Largura de Pulso)
Pcom	Perdas de comutação
Pcond	Perdas de condução
PL	Densidade de perdas no reator saturável
Pmag	Perdas magnéticas
Pmédia	Potência média de dissipação no transistor de reset
Pnúcleo	Perdas no núcleo
Pout	Potência de saída
Pt	Potência total

P _{totais}	Perdas totais
P _{tv}	Potência por unidade de volume
Q	Transistor principal
Q1	Transistor de reset
R	Resistência
R.S.	Reator saturável, igual ao amplificador magnético
R _{ac}	Resistência equivalente em corrente alternanda (resistência ca)
R _{cd}	Resistência térmica cápsula dissipador
R _{da}	Resistência térmica dissipador-ambiente
R _{dc}	Resistência equivalente em corrente contínua (resistência cc)
R _{DS(on)}	Resistência de condução dreno-source
R _{ds1}	Resistor de Ds1
R _{jc}	Resistência térmica junção capsula
RL	Carga
RS1	Resistor na saída 1
RS2	Resistor na saída 2
r _{se}	Resistência série equivalente do capacitor
R _{tc}	Resistor que define tempo de comutação
R _{th}	Resistência térmica
S	Seção do fio
S1	Interruptor 1
S2	Interruptor 2
S _{primário}	Seção do fio no primário
S _{secundário1}	Seção do fio no secundário 1
S _{secundário2}	Seção do fio no secundário 2
T	Período
T1	Transistor auxiliar para o bloqueio
T2	Transistor de amplificação da corrente de comando
T _a	Temperatura ambiente

t_b	Tempo de bloqueio do pulso
$t_D(\text{off})$	Tempo de retardo no bloqueio
$t_D(\text{on})$	Tempo de retardo na entrada em condução
t_F	Tempo de decrescimento
t_f	Tempo de decrescimento para bloqueio
T_j	Temperatura de junção
TL431	Regulador Shunt programável
t_m	Meio período
$t_{m\acute{a}x}$	Tempo máximo da largura do pulso
t_{off}	Tempo de bloqueio do pulso pelo amplificador magnético
$T_{offm\acute{a}x}$	Tempo máximo de abertura dos interruptores
t_{on}	Tempo de condução do pulso pelo amplificador magnético
t_{pw}	Tempo de condução do pulso para regular a tensão de saída
t_R	Tempo de crescimento
t_r	Tempo de crescimento para entrada de condução
VAM	Tensão após o amplificador magnético
V_{BE}	Tensão de saturação do transistor
V_c	Tensão de controle
V_d	Queda de tensão no diodo
VD	Tensão retificada
$V_{dm\acute{a}x}$	Tensão máxima sobre o diodo
$V_{DS}(\text{on})$	Tensão máxima dreno source
V_{ef}	Tensão eficaz na rede
$V_{im\acute{a}x}$	Tensão máxima de entrada
V_{imin}	Tensão mínima de entrada
V_{in}	Tensão de entrada
$V_{m\acute{a}x}$	Máxima tensão no secundário do transformador
V_o	Tensão de saída
V_o'	Tensão de saída na carga, saída principal

V_{o1}	Tensão de projeto para saída 1
V_{o2}	Tensão de projeto para saída 2
V_{ol}	Volume
V_P	Tensão no primário do transformador
V_R	Tensão de controle aplicada à desmagnetização do reator saturável
V_{S1}	Tensão no secundário 1 do transformador, saída principal
V_{S2}	Tensão no secundário 2 do transformador, saída auxiliar
x	Coefficiente para cálculo de perdas magnéticas
y	Coefficiente para cálculo de perdas magnéticas
μ	Permeabilidade do núcleo
Λ	Produto Volts x segundos que o núcleo deve suportar
Δ	Profundidade de penetração
Λ'	Produto Volts x segundos
ΔB	Fluxo total transverso
$\Delta B_{\text{máx}}$	Varição máxima da densidade de fluxo do transformador
$\Delta I_{L\text{máx}}$	Valor máximo de ondulação da corrente no indutor
μ_m	Permeabilidade média do núcleo
μ_0	Permeabilidade do vácuo = $4\pi \cdot 10^{-7}$
ΔT	Varição de temperatura
ΔT_{elev}	Elevação de temperatura
ΔT_{ja}	Elevação de temperatura junção ambiente do transistor de reset
ΔV_C	Máxima ondulação de tensão no capacitor

INTRODUÇÃO GERAL

Os conversores de energia CA / CC em modo chaveado, mais precisamente fontes chaveadas, são empregados para fornecer tensões reguladas e isoladas de diferentes níveis em suas saídas.

Existem aplicações em que estas tensões de saída não podem sofrer muitas variações. Sendo assim, seus valores devem ser mantidos constantes.

Com isso, surge a necessidade de se ter uma fonte que, além de possuir múltiplas saídas, estas também sejam capazes de manter um nível desejado de tensão, independentemente de suas variações na carga.

Em fontes chaveadas de múltiplas saídas, normalmente a regulação é feita na que possuir maior carga, ficando as demais livres. Com esse procedimento, secundários adicionais do transformador tem suas saídas operando em "malha aberta" e estas ficam sujeitas à regulação devido à saída principal, de maior carga. Qualquer variação de carga que ocorra em uma saída afetará as demais, já que ambas fazem uso de um mesmo transformador e há a interferência magnética de uma saída para com a outra, o fenômeno conhecido como regulação cruzada.

O fenômeno da regulação cruzada é devido a interligação magnética das saídas, mais precisamente do acoplamento entre os enrolamentos do transformador. Apesar das saídas estarem isoladas eletricamente, elas estão acopladas magneticamente e sendo assim as tensões nas saídas variam quando ocorre uma variação na carga de qualquer uma das saídas.

A maneira convencional e mais simples de regular-se a tensão de saída é fazer-se a regulação da saída principal, deixando-se as demais sem qualquer regulação para variações de carga. Os níveis das tensões de saída, exceto o da principal, não podem, conseqüentemente ser precisamente ajustados a determinados valores de tensão e suas exatidões dependem da relação de transformação do transformador, no acoplamento entre primário e/ou os secundários e da faixa de variação de carga. Em função destes parâmetros a tensão poderá variar dentro de patamares mais ou menos amplos.

Além do método convencional, as soluções que existem para saídas não reguladas é controlá-las por métodos de pós-regulação [13].

Uma dessas maneiras consiste no uso de reguladores lineares, porém estes apresentam limitação para altas correntes de saída que excedam um ou dois Amperes. Para estes são necessários dissipadores de calor, o que aumenta o tamanho, bem como o custo da fonte e diminui o seu rendimento.

O regulador chaveado (como por exemplo um buck) é uma outra forma de resolver o problema para altas correntes requeridas na saída, mas a sua colocação implica em aumentar o número de componentes na estrutura bem como um circuito mais complexo para o seu controle

Ultimamente, segundo a literatura [10], tem-se estudado o uso de Amplificadores Magnéticos como pós-reguladores em fontes de múltiplas saídas. Este método é bastante atrativo e nesse sentido pode ser usado tanto em altas como baixas correntes de saída.

Outras características que o fazem útil à tarefa de regulação é o fato desse ser bastante confiável, durável, eficiente, robusto e capaz de suportar altas temperaturas.

Desse modo a utilização de Amplificadores Magnéticos como reguladores de tensão se mostra bastante atrativa em substituição aos demais.

Tomando esse aspecto, um estudo de pós-regulagem será feito, utilizando-se para isto um Amplificador Magnético, em um conversor do tipo Forward, o que é o objetivo deste trabalho.

No primeiro capítulo será feito um estudo sobre o Amplificador Magnético, seu princípio de funcionamento, suas características e sua aplicação como pós-regulador de tensão.

No capítulo seguinte será abordada a sua utilização como regulador de tensão em um conversor do tipo Forward com duas saídas, definindo-se também uma metodologia de projeto para o mesmo.

O terceiro capítulo contará com um exemplo de projeto do conversor Forward incluindo o Amplificador Magnético. Será dada uma maior ênfase às especificidades do projeto do elemento magnético e seu controle, por se tratar do tema principal do trabalho e por ser já bastante conhecido o conversor Forward.

A seguir, ter-se-á um capítulo dedicado aos resultados experimentais, que consiste na realização de testes sobre um protótipo desenvolvido segundo a metodologia apresentada.

1 - ESTUDO DO AMPLIFICADOR MAGNÉTICO

1.1 - INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é fazer um estudo teórico sobre o Amplificador Magnético, apresentar o seu princípio de funcionamento, suas características e aplicação em um conversor como regulador de tensão.

Inicialmente será descrito como um circuito magnético pode funcionar comportando-se de modo semelhante a um interruptor, baseado no laço de histerese do núcleo magnético, estando este em duas regiões distintas : região de saturação e não saturação.

A partir daí serão enfocadas as características que deve ter o núcleo magnético para que o seu funcionamento se faça satisfatório e assim possa operar de forma adequada.

Algumas de suas limitações também farão parte do estudo, e em que estas afetam o bom desempenho do Amplificador.

Com isto, se consolidará o conhecimento do Amplificador Magnético para que, com esse embasamento teórico, fique mais fácil a sua compreensão como elemento de pós regulagem em fontes.

1.2 - LAÇO DE HISTERESE DE UM NÚCLEO COMO REPRESENTAÇÃO DE UM INTERRUPTOR

As figuras a seguir ilustram dois típicos laços de histerese ideais, considerando núcleos com saturação, um linear e outro não linear.

O declive do laço corresponde a permeabilidade $\mu = dB/dH$. Uma bobina enrolada sobre um núcleo terá um impedância proporcional à permeabilidade do núcleo. Deste modo, sobre a vertical do laço de histerese a impedância da bobina é alta devido à alta derivada. Isto corresponde a um interruptor aberto (estado "off.").

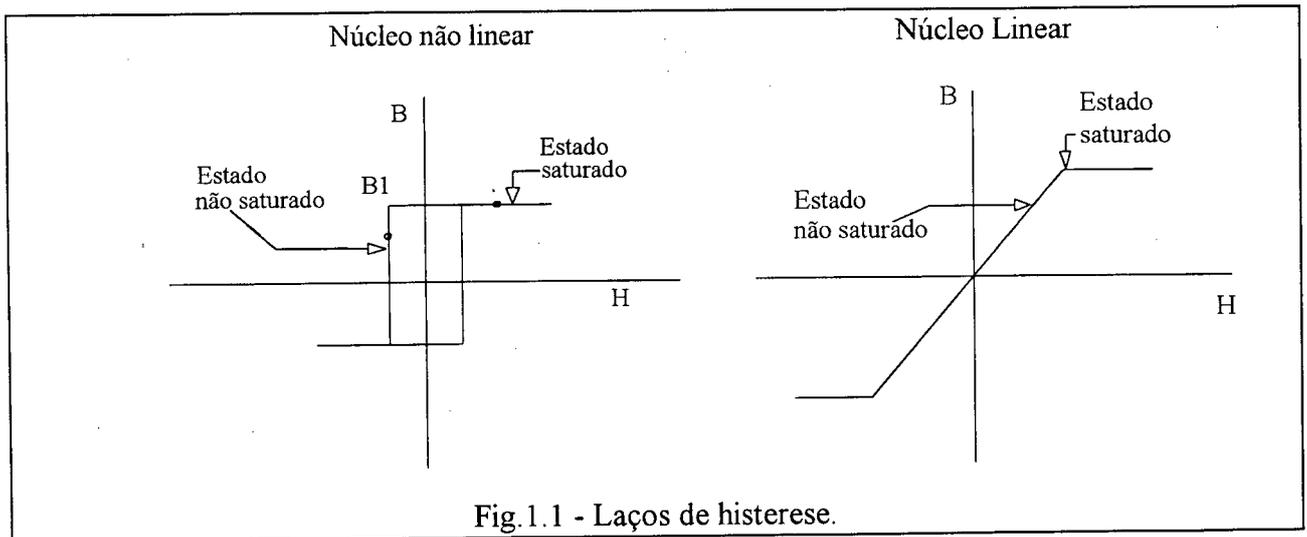


Fig. 1.1 - Laços de histerese.

Quando o núcleo está na região de saturação do laço de histerese B-H, a impedância da bobina é muito baixa e esta comporta-se como um interruptor na posição fechado (estado "on").

Baseado nestes dois estados do núcleo, pode-se usá-lo como um interruptor magnético.

O deslocamento do ponto de operação do núcleo na curva de histerese B-H, de um estado de saturado para não saturado, permite que a impedância do seu enrolamento seja alta ou baixa, o que corresponde ao fechar e abrir de um interruptor.

Utilizando-se o núcleo funcionando apenas nestas duas regiões, tem-se o que se pode chamar de um interruptor magnético, que é o Amplificador Magnético.

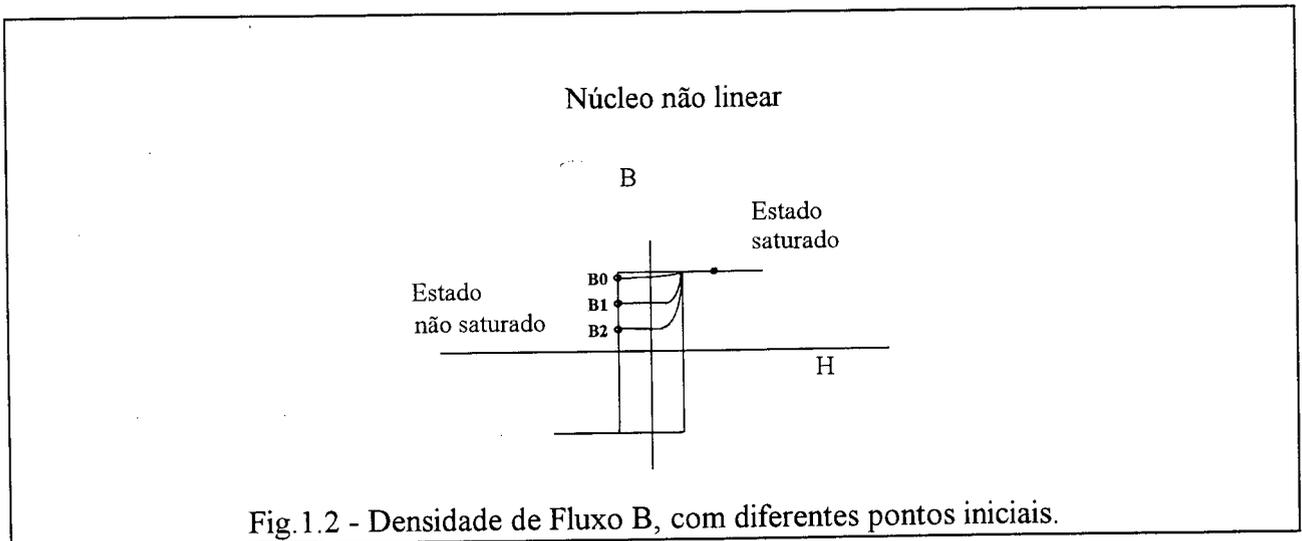
Uma melhor definição para o Amplificador Magnético é que este consiste de um núcleo toroidal de material magnético de laço de histerese quadrado, com algumas espiras de fio enrolado sobre o mesmo, funcionando como um interruptor magnético.

1.3 - CONTROLE DO TEMPO "ON/OFF" DO INTERRUPTOR

O tempo que o núcleo demora até atingir a saturação está relacionado com o ponto que define o estado inicial do núcleo sobre a curva de histerese.

A figura 1.2 ilustra alguns pontos iniciais possíveis B_0 , B_1 e B_2 .

Quanto menor B, maior será o caminho percorrido no laço de histerese até que o núcleo atinja a saturação e, conseqüentemente, maior será o tempo em que o Amplificador Magnético permanecerá como um interruptor aberto.



Observando a figura, tomando B_0 como ponto inicial, tem-se a situação que apresenta o menor caminho até a saturação. Deste modo o tempo "off" será o menor. Tomando B_2 , por percorrer-se um caminho maior, ter-se-á um tempo "off" maior.

Com o deslocamento do ponto de operação do núcleo no laço de histerese para diferentes pontos iniciais, produz-se um aumento ou diminuição do tempo até que este sature, o que provoca uma maior ou menor duração do estado "off" do interruptor.

Controlando-se o ponto inicial do núcleo no laço de histerese, controla-se o tempo que este permanece como interruptor em estado "off". Isso é feito através da sua dessaturação, que conduz o núcleo para um determinado ponto da curva B-H.

O tempo "ton" é controlado indiretamente através de "toff". Considerando-se um período T , $ton = T - toff$. Deste modo, se toff aumenta, ton diminui e vice versa.

1.4 - O AMPLIFICADOR MAGNÉTICO FUNCIONANDO COMO UMA CHAVE PWM

Considerando-se o período constante, ao se aplicar um pulso de tensão quadrado no Amplificador Magnético, este o bloqueará até atingir o estado de saturado, quando então deixará passar o pulso como se fosse um interruptor fechado.

O que acontece, porém, é que devido ao fato deste não estar saturado e assim bloquear o pulso durante um certo tempo até a sua saturação, a largura do pulso será diminuída, pois esta não passará inteiramente.

Deste modo, o Amplificador Magnético, ao bloquear o pulso, diminui a sua largura, sendo esta diminuição diretamente proporcional ao tempo até que este sature.

Como o tempo até o núcleo atingir a saturação depende do seu ponto inicial no laço de histerese, quando menor for B , maior será este tempo e, em consequência maior o bloqueio de tensão do Amplificador Magnético.

Constata-se, então, que o pulso sofre uma diminuição de sua largura ao passar pelo Amplificador Magnético, e esta pode ter tamanho variável. Essa diminuição do pulso chama-se modulação de sua largura e poderá variar entre um valor máximo, no caso de todo o pulso passar ou mínimo se o mesmo for totalmente bloqueado.

Deste modo o Amplificador Magnético comporta-se como um modulador da largura do pulso aplicado à sua entrada.

Cabe enfatizar, porém, que para ocorrer a modulação é necessário que o núcleo seja dessaturado, pois caso este permaneça saturado não haverá bloqueio de tensão, apenas até a sua saturação inicial.

A dessaturação do núcleo é feita através de uma injeção de corrente em sentido contrário a corrente que circula pelo seu enrolamento, de modo que o núcleo retorne no laço de histerese a um determinado ponto.

Há a necessidade, portanto, de um circuito que possa dessaturá-lo para que, no próximo pulso aplicado, o Amplificador Magnético novamente possa fazer a modulação.

1.5 - A REGULAÇÃO DE TENSÃO ATRAVÉS DO AMPLIFICADOR MAGNÉTICO

A obtenção da regulagem de tensão através de um Amplificador é feita baseado na modulação que este faz no pulso aplicado a sua entrada.

Isto fica mais fácil de ser compreendido através da ilustração da figura 1.3.

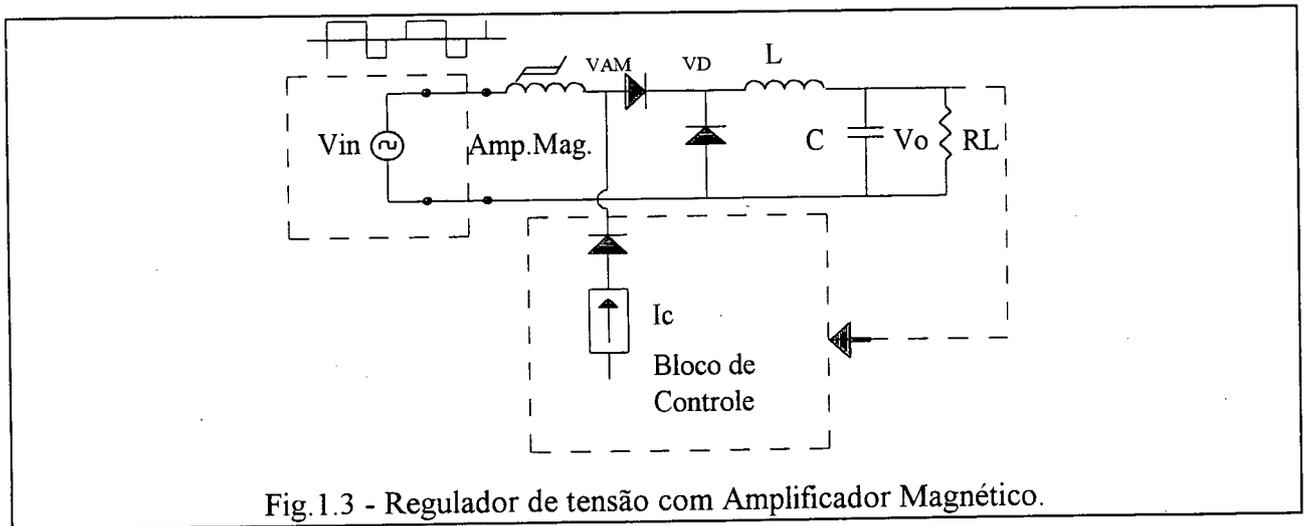


Fig.1.3 - Regulador de tensão com Amplificador Magnético.

Considere-se V_{in} o pulso de tensão aplicado ao Amplificador Magnético (saída de um transformador). Os diodos retificam o pulso e o filtro LC produz um nível CC de tensão na carga RL.

O controle da dessaturação do núcleo é realizado através de um bloco de controle que injeta corrente no seu enrolamento quando o pulso está no semi-ciclo negativo.

A regulação do nível de tensão CC fornecido à carga é obtida controlando-se a largura do pulso aplicada ao filtro LC e isto é realizado através do Amplificador Magnético.

Quando o pulso é aplicado ao Amplificador Magnético, este é bloqueado até que o núcleo atinja a saturação. Uma vez atingida, o pulso será enviado aos diodos e o filtro LC produzindo-se assim um nível CC na carga.

Para manter este nível constante na carga, o Amplificador Magnético bloqueia o pulso aplicado na sua entrada por um maior ou menor tempo, como um interruptor que controla o tempo de condução do pulso no semi-ciclo positivo. Assim, controlando-se esta maior ou menor largura, mantem-se o nível CC desejado na carga para as suas variações.

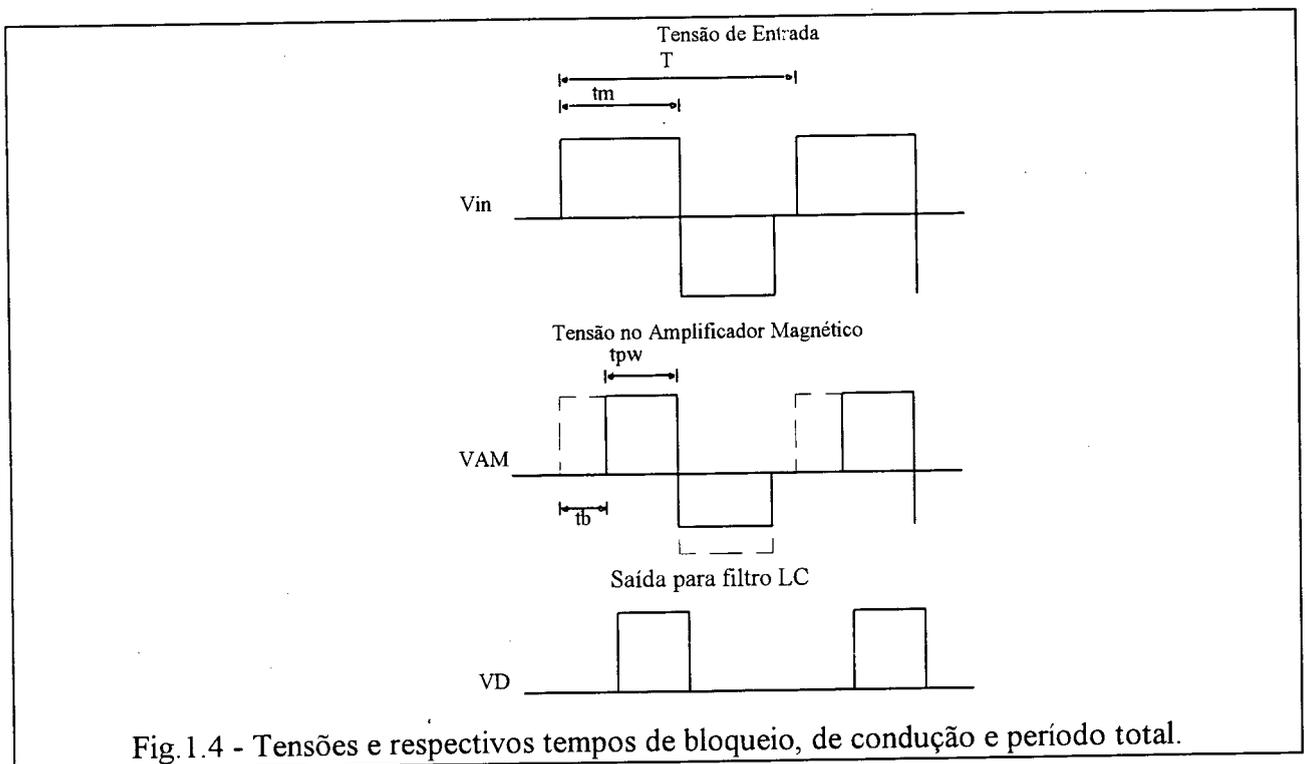
Pode-se dizer que o que ocorre em um período é o controle da relação "on/off" do pulso através do interruptor magnético. Com isso, há uma modulação de sua largura, suficiente para produzir um nível CC na carga, depois de filtrado.

Para se observar o comportamento da regulação, suponha-se que a tensão na carga RL tenha aumentado. Havendo um acréscimo desta, o circuito de controle injetará mais corrente no enrolamento do Amplificador Magnético de modo que este vai ser mais dessaturado ou ir par um ponto da curva de histerese de menor B. Sendo assim, o núcleo demorará um maior tempo até

atingir a saturação o que provocará um maior bloqueio de tensão do pulso no próximo ciclo, ou um maior tempo off do interruptor, e a largura deste será diminuída fazendo com que a tensão CC diminua.

Por outro lado, se a tensão diminuir na carga, a injeção de corrente será menor, conseqüentemente o núcleo será pouco dessaturado, bloqueando o pulso por um intervalo de tempo menor e assim a sua largura será maior, provocando um acréscimo da tensão CC.

A figura 1.4 ilustra as formas de onda ideais de tensão, bem como o respectivo bloqueio efetuado pelo Amplificador Magnético. Os tempos t_b e t_{pw} são variáveis, dependendo do ponto inicial na curva de histerese quando o núcleo é dessaturado.



Onde :

V_{in} = tensão de entrada no Amplificador Magnético;

V_{AM} = tensão na saída do Amplificador Magnético;

V_D = tensão retificada;

T = período do pulso;

t_m = meio período do pulso;

t_b = tempo de bloqueio do pulso;

t_{pw} = tempo de condução do pulso.

Existem dois casos extremos que podem ocorrer com o Amplificador Magnético.

O primeiro se refere ao núcleo ser muito dessaturado de modo que o tempo que este demore a saturar novamente seja superior a largura do próximo pulso. Neste caso o Amplificador Magnético bloqueará todo o pulso e nada será enviado ao filtro LC. Esta situação é conhecida como "Shutdown".

Uma outra situação seria de não haver injeção de corrente no enrolamento do amplificador magnético para que o núcleo seja dessaturado. Isto implicaria o não bloqueio do pulso e sendo assim todo este passaria pelo amplificador magnético, de modo que não haveria atuação no circuito.

O objetivo porém é que este efetue a regulação de tensão na carga RL , operando então fora destes dois extremos.

1.6 - O AMPLIFICADOR MAGNÉTICO COMO PÓS-REGULADOR EM UMA SAÍDA DO CONVERSOR TIPO FORWARD

Considere-se o conversor Forward abaixo com duas saídas.

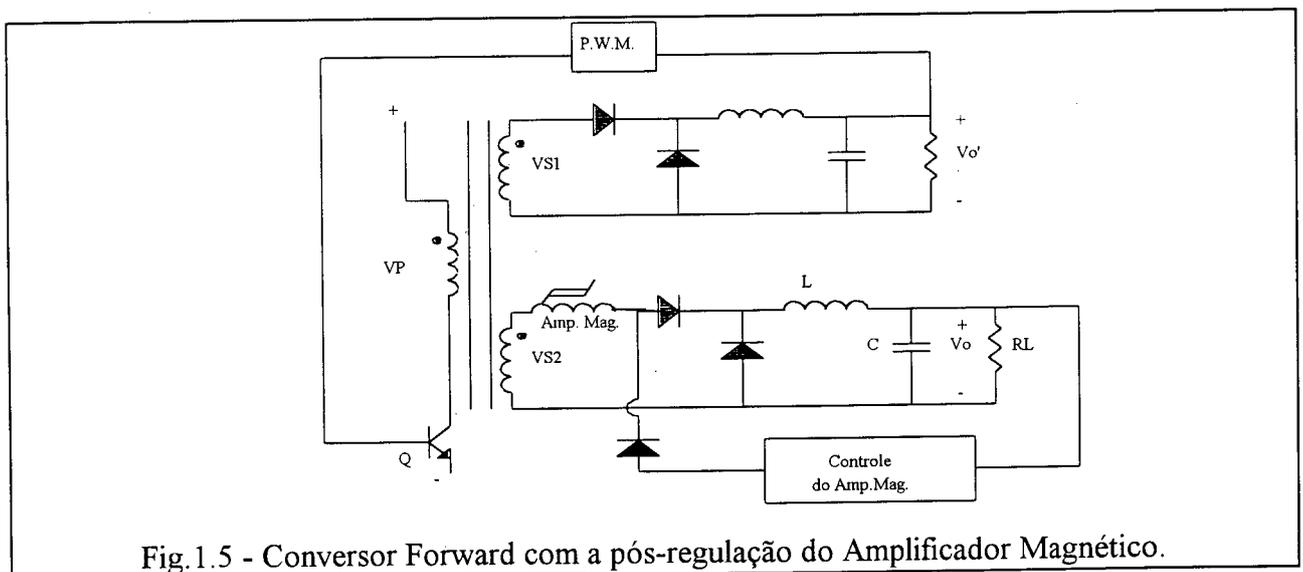


Fig. 1.5 - Conversor Forward com a pós-regulação do Amplificador Magnético.

Na saída auxiliar, entre o transformador e os diodos é colocado um amplificador magnético para fazer a pós regulação.

Assuma-se que o núcleo deste esteja dessaturado, em um determinado ponto de sua curva de histerese, e que uma tensão apareça no secundário quando o transistor principal está conduzindo.

Até que o núcleo atinja a saturação a tensão será bloqueada e não passará para os diodos e o filtro LC, pois o núcleo comporta-se como uma alta impedância. Uma vez que a saturação tenha sido atingida, a impedância torna-se muito baixa e uma corrente flui pelo amplificador magnético.

No conversor Forward, o filtro LC recebe uma onda quadrada de uma certa duração e a média desse pulso produz uma tensão de saída.

A figura 1.6 ilustra o controle descrito.

A regulação é obtida controlando-se o tempo de condução do pulso tpw , o que é realizado indiretamente através de tb , conforme mostra a figura 1.4.

No final do intervalo em que Q é aberto, à priori, para iniciar o próximo ciclo o núcleo deve ser dessaturado para um determinado ponto do laço de histerese a fim de produzir o correto tempo de bloqueio para o próximo ciclo de comutação.

A dessaturação é feita pela injeção de corrente através do bloco de controle no amplificador magnético, quando Q é desligado.

O acréscimo de corrente é controlado por um amplificador de erro que faz uma amostra da tensão de saída e compara com uma referência, comandando um transistor que injeta uma corrente no amplificador magnético.

Se por qualquer razão a tensão de saída do conversor crescer, tpw deverá diminuir com a elevação de tb . Haverá um acréscimo de corrente injetada no amplificador magnético, com isso empurrando o fluxo inicial para um nível mais baixo na curva de histerese, diminuindo tpw e rebaixando o nível CC na saída.

Uma característica importante para a pós-regulação é a necessidade de o amplificador magnético ter o seu laço de histerese o mais quadrado possível.

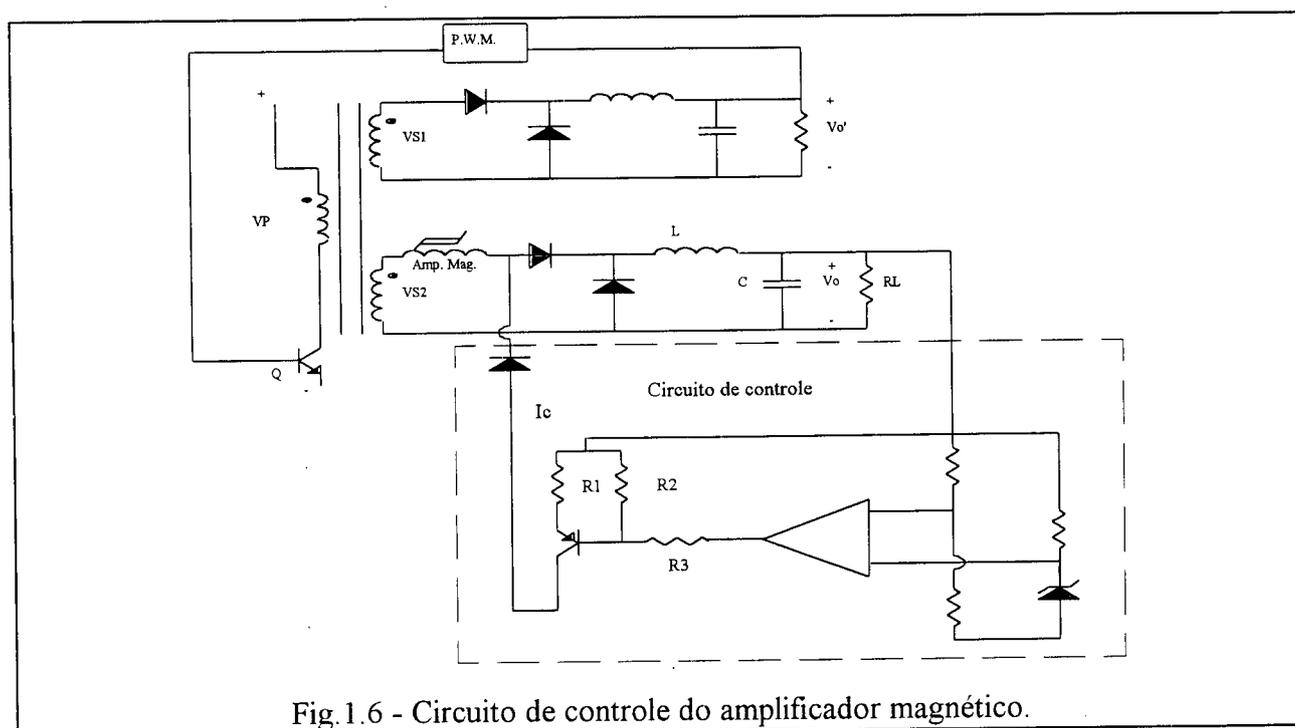


Fig. 1.6 - Circuito de controle do amplificador magnético.

O laço de histerese quadrado é necessário para haver uma melhor definição das regiões de alta e baixa impedância no funcionamento do amplificador magnético. Se este não é suficientemente quadrado, haverá uma apreciável impedância no topo do laço, mesmo em estado saturado. Assim, haverá uma queda de tensão no amplificador magnético dependente da corrente de carga. Além disso, se o laço não é quadrado, a transição de alta para baixa impedância tomará um considerável tempo, proibindo o uso em altas frequências.

1.7 - APLICAÇÃO

O amplificador magnético é aplicado em fontes com várias saídas como regulador de tensão. Estas podem ser independentemente reguladas, com eficiência e confiabilidade, através do seu uso. Outras características que se pode citar são as baixas perdas, a robustez e o fácil controle.

1.8 - QUALIDADE DO AMPLIFICADOR MAGNÉTICO

A eficiência do amplificador magnético como um interruptor é determinada por alguns fatores :

1.8.1 - COMO UM INTERRUPTOR DESLIGADO

O amplificador magnético funcionando como um interruptor magnético em estado "off" depende de sua impedância máxima, que está relacionada com a permeabilidade do núcleo e o número de espiras. Quanto maior o número de espiras, maior a indutância e menor a corrente de magnetização. Porém, um grande número de espiras aumentará as perdas sobre o cobre, e diminuirá a máxima largura do pulso permitida pela amplificador magnético.

1.8.2 - COMO UM INTERRUPTOR LIGADO

A qualidade do amplificador magnético como interruptor ligado dependerá da resistência do enrolamento, e a indutância residual no estado saturado e do mínimo tempo de atraso para passar ao estado ligado.

1.8.2.1 - MÍNIMA RESISTÊNCIA

Uma baixa resistência pode ser obtida com um número reduzido de espiras e uma máxima bitola de fio, e que entra em conflito com a necessidade de uma máxima indutância. Consequentemente a escolha desse parâmetro passa a ser um compromisso.

1.8.2.2 - MÍNIMA INDUTÂNCIA

Alguns materiais ainda apresentam considerável permeabilidade no estado saturado e isto limita a mínima indutância e a máxima corrente. No estado "on" a mínima reatância é requerida, reduzindo o número de espiras. Usando-se um núcleo com laço bem quadrado e com baixa permeabilidade pós saturação, há um melhoramento desse parâmetro.

1.8.2.3 - MÍNIMO ATRASO DE "LIGAMENTO"

Este atraso é necessariamente causado para levar o núcleo da indução remanente para o ponto de saturação B_s .

Para um núcleo definido, um dado número de espiras e uma dada tensão de operação, o mínimo atraso é controlado pela relação B_r/B_s do material do núcleo. Mesmo que o núcleo não seja dessaturado, a densidade de fluxo retorna para um valor residual B_r . Deste modo, quando o próximo pulso é aplicado há um inevitável atraso na condução do pulso pelo amplificador magnético causado pelo deslocamento do fluxo no núcleo até que este sature, ou sua densidade saia de B_r (fluxo residual) até B_s (saturado).

Devido a este atraso a máxima largura do pulso de corrente para o filtro de saída será menor do que o pulso de tensão aplicado ao secundário e uma certa parte será perdida.

A solução ideal é um laço de histerese bem quadrado do material com relação $B_r/B_s = 1$. Porém, como isto torna-se muito difícil na prática, busca-se uma relação próxima da unidade.

1.9 - PASSOS PARA O PROJETO DE UM AMPLIFICADOR MAGNÉTICO

Uma sequência de projeto do amplificador magnético para utilização como pós-regulador de tensão compreende os passos seguintes :

- Determina-se o bloqueio de tensão requerido para produzir um nível CC na carga e o produto Volts x segundos. Isso é obtido a partir da tensão de saída do secundário do transformador, multiplicando-se esta pelo tempo que é bloqueada.

- A seguir, calcula-se o número de espiras que será requerido no núcleo e, por fim, a sua elevação de temperatura. Cabe dizer que a elevação de temperatura depende das perdas que o amplificador magnético apresenta, as quais se dividem em perdas no núcleo e perdas no cobre. Uma metodologia de projeto será enfocada no próximo capítulo, dando um ênfase mais detalhado a cada passo.

1.10 - CONCLUSÃO

Foi apresentada uma análise teórica do amplificador magnético, mostrando como, a partir de um núcleo com dadas características no seu laço de histerese, pode-se utilizá-lo como um interruptor magnético.

O amplificador magnético tem seu comportamento baseado na possibilidade de um núcleo operar em duas regiões distintas do seu laço de histerese, saturado e não saturado, podendo, assim, atuar como um interruptor magnético e podendo ser utilizado como um regulador de tensão.

Uma aplicação como regulador foi enfocada no conversor Forward, apresentando-se seu princípio de funcionamento e como realiza-se a tarefa de regulador.

Foram citadas algumas características que se fazem importantes para o funcionamento do amplificador magnético bem como suas não idealidades e em que medida estas influenciam.

Espera-se com isto ter definido o amplificador magnético, de modo a dar uma clara visão do mesmo, seus principais pontos e sua atuação como elemento regulador.

Um breve comentário sobre o projeto do mesmo foi citado, porém sem análise matemática, apresentando-se apenas os passos que são necessários para o seu projeto, deixando-se assim um estudo mais completo para o próximo capítulo.

2 - A UTILIZAÇÃO DO AMPLIFICADOR MAGNÉTICO NA REGULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA DE UM CONVERSOR FORWARD COM DUAS SAÍDAS

2.1 - INTRODUÇÃO

Este capítulo trata da utilização do amplificador magnético como elemento regulador de tensão em uma das saídas de um conversor Forward com duas saídas.

No capítulo anterior foi enfocada a sua utilização como elemento regulador de tensão bem como o seu princípio de funcionamento e uma aplicação no conversor Forward..

Neste capítulo procurar-se-á detalhar a regulação que o amplificador magnético realiza no conversor, bem como uma metodologia de projeto do amplificador e de seu controle.

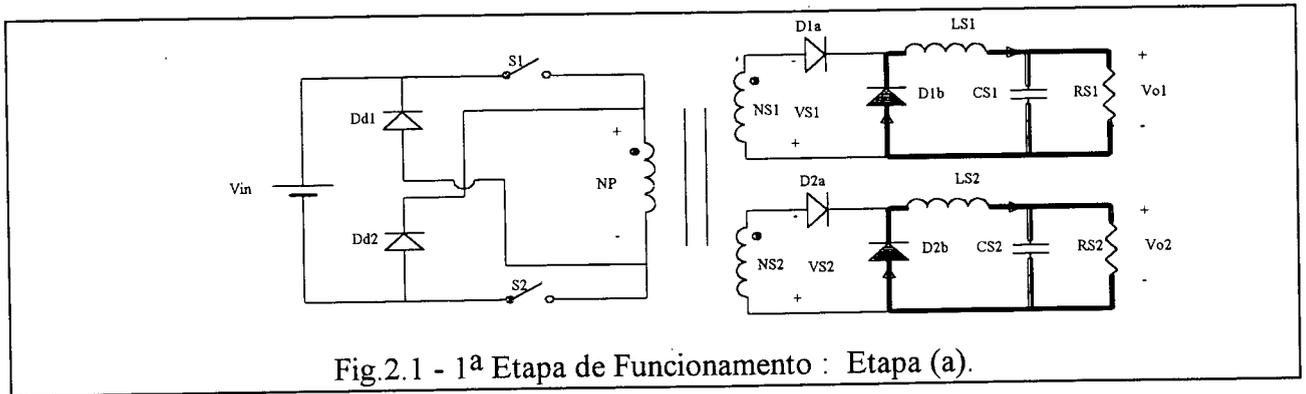
Inicialmente será feita uma breve apresentação do conversor Forward e, a seguir, o conjunto conversor mais amplificador com suas etapas de funcionamento.

2.2 - O CONVERSOR FORWARD

O conversor Forward já é bem conhecido em Eletrônica de Potência, de modo que apenas uma análise simplificada do mesmo será apresentada. Posteriormente é apresentado o conversor com o Amplificador Magnético em uma de suas saídas, tornando-a assim pós-regulada.

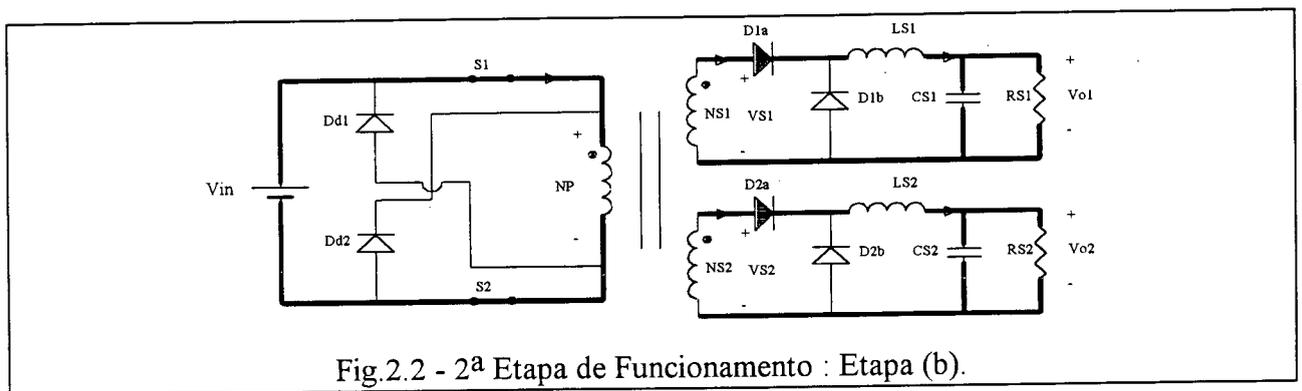
São apresentadas nas figuras 2.1 a 2.3 as etapas de funcionamento do conversor Forward, considerando-se os semicondutores e o transformador como elementos ideais. Com a finalidade de se eliminar o terceiro enrolamento no transformador, bem como reduzir a tensão sobre os interruptores, a estrutura está modificada em relação ao forward clássico, com um único interruptor e um enrolamento de desmagnetização. Tem-se neste caso uma estrutura com dois interruptores eletrônicos (S1 e S2) e um único enrolamento. O funcionamento da estrutura é basicamente o mesmo do forward convencional.

1ª Etapa de Funcionamento



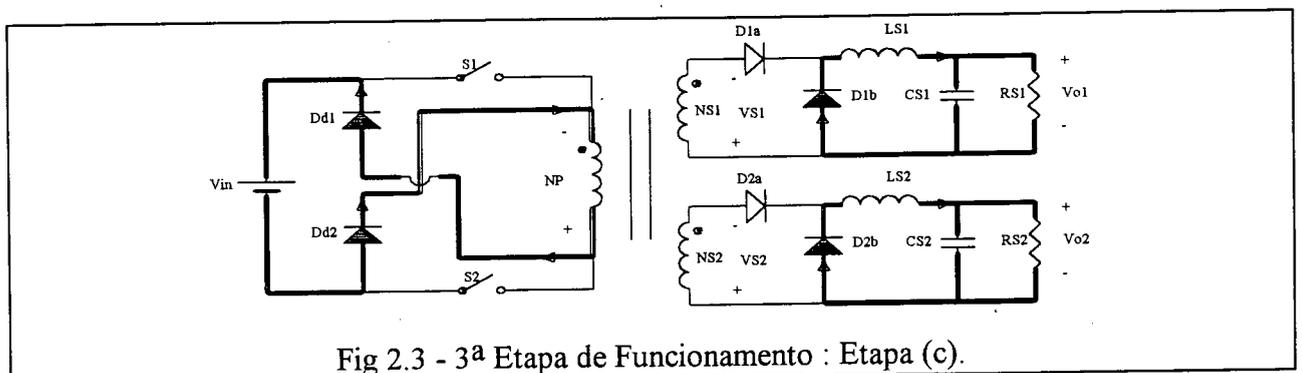
Etapa (a) - Inicialmente os diodos D1b e D2b estão conduzindo e, os interruptores S1 e S2 abertos.

2ª Etapa de Funcionamento



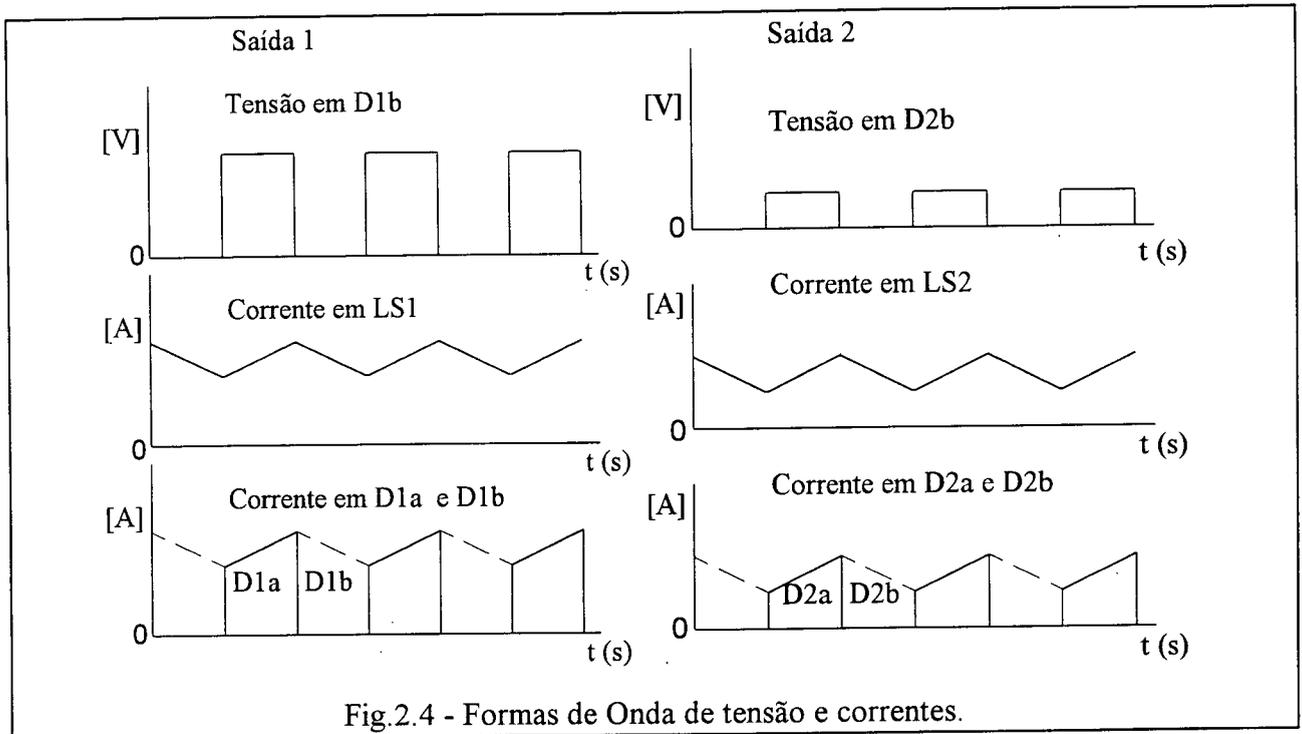
Etapa (b) - Os interruptores S1 e S2 são fechados e os diodos D1a e D2a entram em condução. Os diodos D1b e D2b se bloqueiam e são polarizados reversamente.

3ª Etapa de Funcionamento



Etapa (c) - Os interruptores S1 e S2 estão abertos. Os diodos D1b, D2b, Dd1 e Dd2 entram em condução e os diodos D1a e D2a se bloqueiam. Esta etapa termina quando os diodos Dd1 e Dd2 que permitem a desmagnetização do transformador, se bloqueiam permanecendo assim somente D1b e D2b em condução, reiniciando o próximo ciclo.

A figura 2.4 ilustra as principais formas de onda de corrente e de tensão no conversor.



2.3 - O CONVERSOR FORWARD COM O AMPLIFICADOR MAGNÉTICO

Considerando-se agora a colocação de um elemento magnético (Amp. Mag.) fazendo uma pós-regulação em uma das saídas, já que a principal é regulada através do PWM clássico, tem-se a estrutura apresentada na figura 2.5

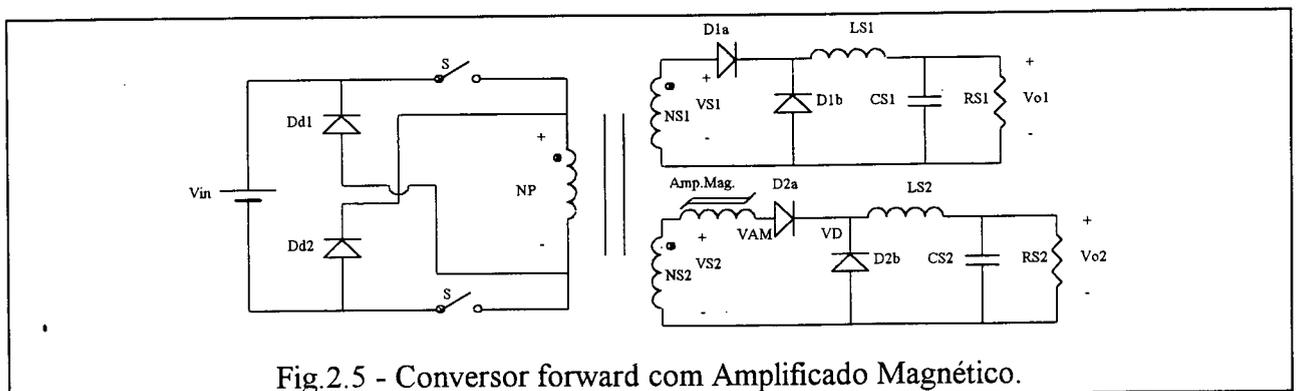


Fig.2.5 - Conversor forward com Amplificado Magnético.

2.3.1 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

As correspondentes etapas de funcionamento são mostradas abaixo :

1ª Etapa de Funcionamento

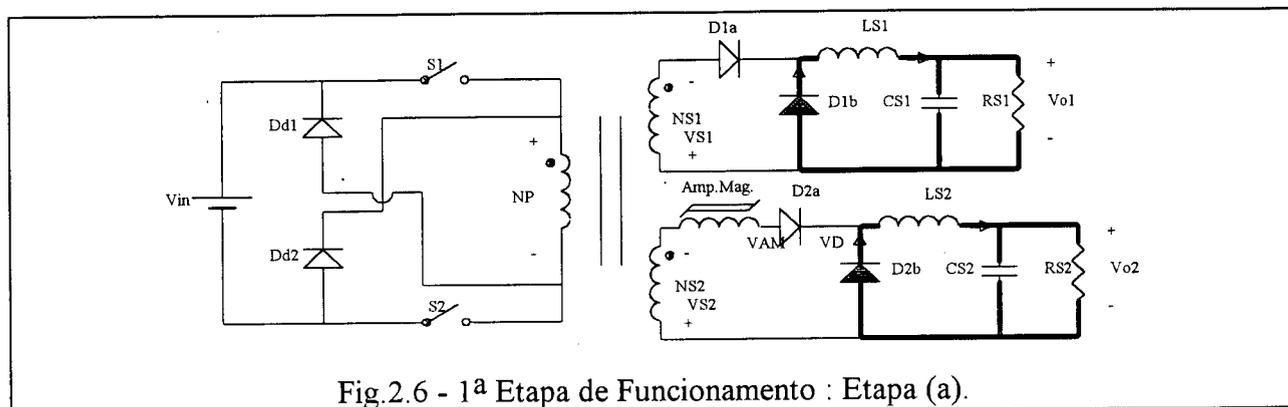


Fig.2.6 - 1ª Etapa de Funcionamento : Etapa (a).

Etapa (a) - Os diodos D1a e D1b estão conduzindo e os interruptores S1 e S2, abertos.

2ª Etapa de Funcionamento

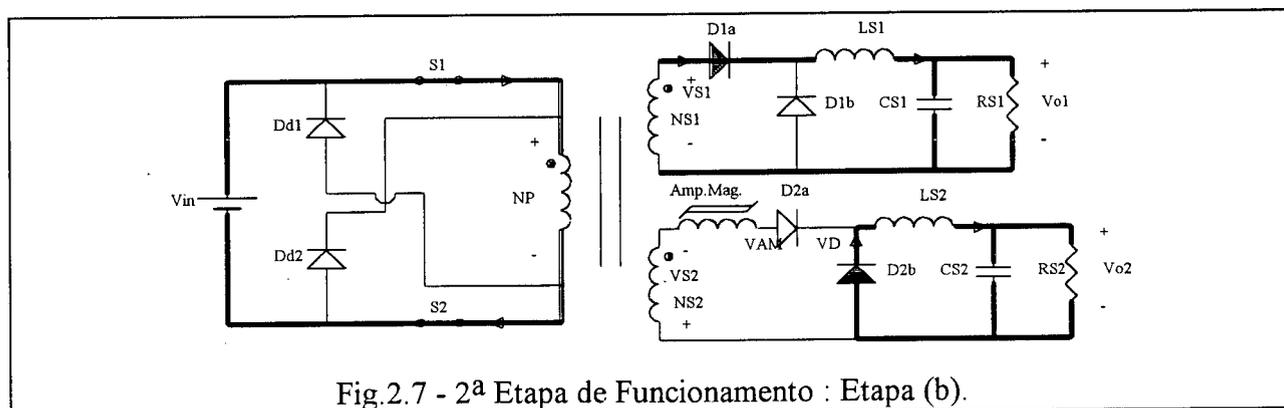
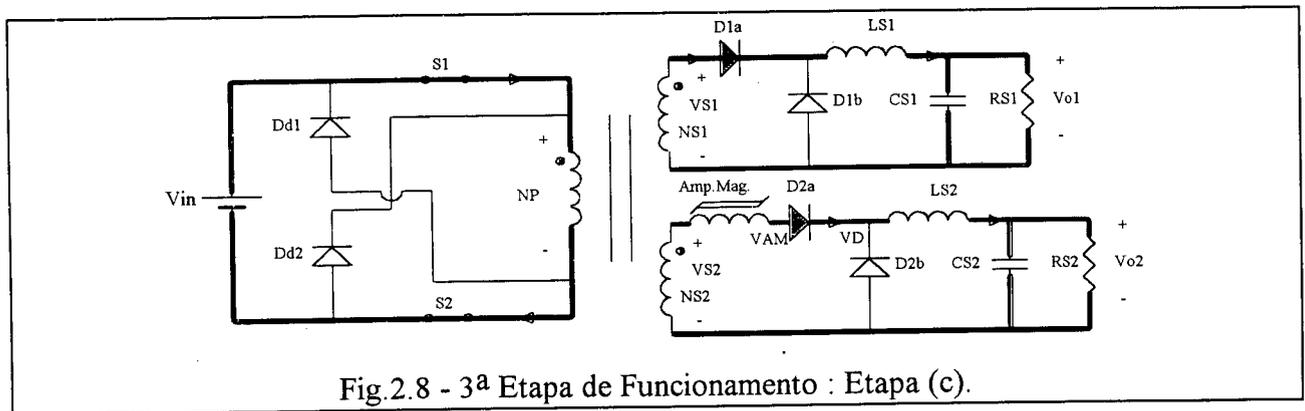


Fig.2.7 - 2ª Etapa de Funcionamento : Etapa (b).

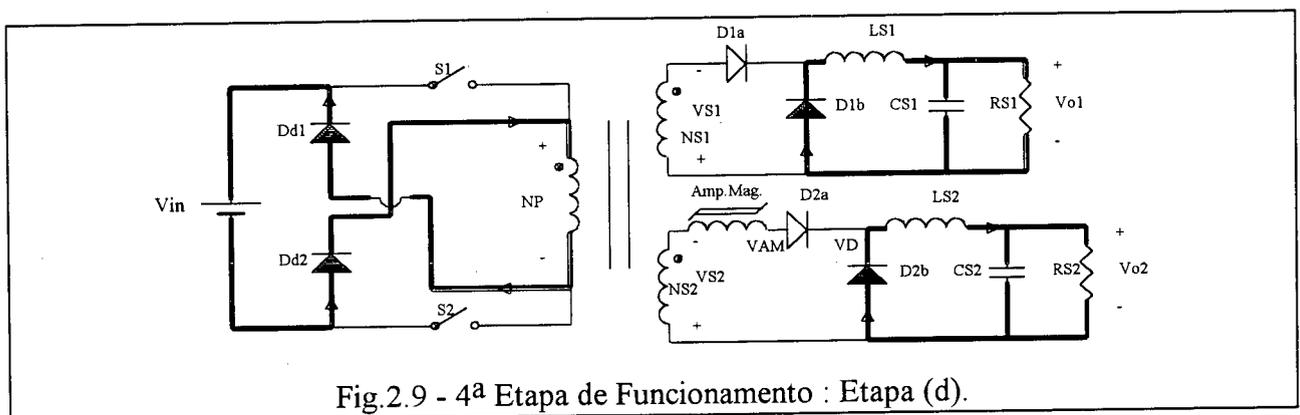
Etapa (b) - Os interruptores S1 e S2 são fechados e o diodo D1a entra em condução com D1b sendo bloqueado. O diodo D2b permanece conduzindo. Isto ocorre porque o interruptor magnético está ainda saturado e, sendo assim, comporta-se como um interruptor aberto, bloqueando a tensão do secundário do transformador.

3ª Etapa de Funcionamento



Etapa (c) - O interruptor magnético atinge a saturação e desse modo o diodo D2a entra em condução, sendo D2b bloqueado. Os interruptores S1 e S2 permanecem fechados.

4ª Etapa de Funcionamento



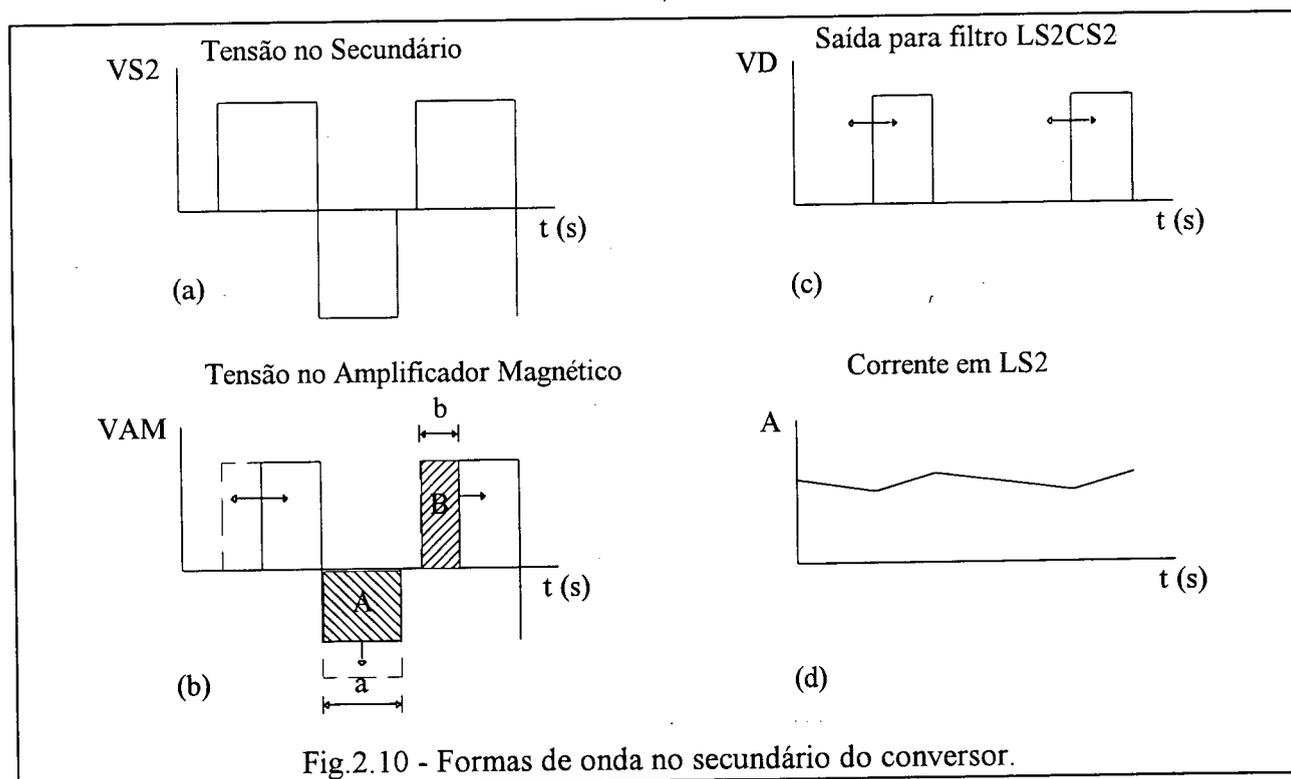
Etapa (d) - Os interruptores S1 e S2 são abertos e os diodos D1b, D2b, Dd1 e Dd2 entram em condução. Os diodos D1a e D2a se bloqueiam. Esta etapa termina quando os diodos Dd1 e Dd4, responsáveis pela desmagnetização do transformador, se bloqueiam. Nesta etapa é dessaturado o amplificador magnético.

A partir das etapas de funcionamento observa-se que o amplificador magnético funciona como um interruptor que bloqueia a tensão do secundário do transformador, quando no estado "off". Quando este atinge a saturação, comporta-se como um interruptor fechado, no estado "on".

Em cada ciclo, quando os interruptores S1 e S2 estão abertos, é necessário dessaturar o amplificador magnético para que este possa operar no próximo ciclo. Em outras palavras, é como se o interruptor passasse do estado "on" para "off" durante este período. Isto se dá na 4ª etapa de funcionamento.

O bloqueio da tensão no secundário do transformador para os diodos D2a e D2b constitui uma diminuição da largura do pulso. Esta aumenta ou diminui de modo a regular a tensão média na carga, sendo que a largura máxima teórica é a da própria saída do secundário do transformador.

As formas de onda mostradas na figura 2.10 ilustram as tensões no secundário do transformador, na saída do amplificador magnético e após os diodos. Pode-se observar o intervalo de tempo em que a tensão permanece bloqueada, (Fig.2.10 (b)). Este intervalo é determinado com base no produto dos Volts x segundos durante o intervalo "a" que é controlado pelo amplificador. As áreas que definem o produto Volts x segundos (A e B) são iguais nos intervalos "a" e "b".



Para a saída 1 as formas de onda não sofrem alterações. Apenas na saída 2 isto ocorre devido à atuação do amplificador magnético.

o chamado auto-reset e, no caso de se utilizar uma fonte externa, tem-se um reset externo. A diferença entre um e outro está no uso ou não de uma fonte, bem como no ganho do circuito de controle, além do que no tipo auto-reset há dificuldades para proteção contra curto circuito, uma vez que não haverá uma tensão $V+$ sobre R1 e R2 para prover uma corrente no reator, a fim de que este dessature e bloqueie a tensão no secundário do transformador.

A função do circuito de reset é converter uma tensão de erro V_c (tensão de controle) em corrente injetada no amplificador magnético, que desloca o ponto de operação do núcleo no seu laço de histerese.

Com uma grande corrente de controle I_c o núcleo sofre um deslocamento do seu ponto inicial no laço de histerese maior, ficando este mais distante do ponto de saturação, o que provoca um maior tempo até o núcleo atingir novamente a saturação e conseqüentemente um bloqueio de tensão para o próximo ciclo.

Para melhor se entender a operação de controle, assumam-se que a tensão de saída está alta. O erro ou tensão de controle resultará maior, o que causará uma tensão mais elevada em R2 e conseqüentemente, um aumento na corrente de reset, o que provocará um estreitamento da largura do pulso aplicado aos diodos de filtragem até que a saída atinja o valor desejado de tensão.

O reset de corrente é o mais usual e desse modo, será o empregado no presente trabalho.

2.5 - PROJETO DO CONVERSOR COM AMPLIFICADOR MAGNÉTICO

Por ser tratar do estudo de pós-regulação em uma saída de um conversor do tipo forward, será enfatizado o projeto do elemento magnético, bem como o seu controle, já que a metodologia de projeto do conversor não sofre alterações em relação ao forward clássico. Desse modo, serão descritas apenas as equações matemáticas para projeto do amplificador magnético. Um exemplo de projeto será feito no capítulo subsequente.

2.6 - PROJETO DO AMPLIFICADOR MAGNÉTICO

O amplificador magnético pode ser usado para regulação da tensão de saída ou para limitar a corrente de saída. Neste último caso, deverá bloquear o pulso por inteiro no secundário do transformador. Assim, há duas categorias de sua aplicação, regulação e "shutdown".

Antes de iniciar o projeto do amplificador magnético, é necessário portanto, determinar-se a aplicação que se deseja fazer, se uma regulação somente ou se busca uma limitação de corrente. Se na saída for necessário incluir limitação de corrente, o reator deverá ser projetado para "shutdown". Neste caso o reator deverá suportar o produto dos Volts X segundos da saída do secundário do transformador por inteiro. Se a limitação de corrente não for requerida, é possível cobrir uma ampla faixa de variação de corrente na carga para isto fazendo apenas uma regulação.

Por se estar estudando a regulação, o projeto de "shutdown" não será focado. Este é semelhante ao de regulação sendo a principal diferença entre ambos o tempo de bloqueio de tensão.

O principal objetivo para o projeto do amplificador magnético é determinar o ótimo núcleo e o enrolamento para a operação desejada. Para regulação somente, o núcleo deverá ser projetado para suportar apenas uma porção do pulso de entrada.

Determinada a proposta do núcleo, parte-se para o projeto.

A seguir, está apresentado o procedimento, passo a passo, do projeto do reator utilizado para regulação somente, que é o objetivo de estudo.

2.6.1 - METODOLOGIA DE PROJETO

a) Determinação do produto Volts x segundos (Λ) que o núcleo precisará suportar :

$$\Lambda' = V_{\text{máx}} \cdot t \text{ [Volts x } \mu\text{s]}; \quad (2.1)$$

Onde $V_{\text{máx}}$ é a amplitude máxima do pulso na saída do secundário do transformador, e t o máximo atraso do pulso, ou tempo em que o amplificador magnético comporta-se como um interruptor aberto.

O valor de t é encontrado subtraindo-se o tempo da máxima largura do pulso, com o tempo da largura de pulso necessário para produzir a tensão média na carga

Resulta portanto :

$$t_{\text{máx}} = D_{\text{máx}} \cdot T \text{ [} \mu\text{s]}; \quad (2.2)$$

Onde $D_{\text{máx}}$ é a máxima razão cíclica e T o período ($T = 1/f$), sendo f a frequência de comutação. O máximo intervalo de condução dos interruptores principais é dado por t_{on} .

O tempo necessário da largura do pulso para que se obtenha a tensão desejada na saída é definido por t_{pw} como segue :

$$t_{\text{pw}} = \frac{(V_o + V_d) \cdot T}{V_{\text{máx}}} \text{ [} \mu\text{s]}; \quad (2.3)$$

Onde :

V_o e V_d são respectivamente a tensão na saída e a queda de tensão no diodo.

A partir daí encontra-se t :

$$t = t_{\text{máx}} - t_{\text{pw}} \text{ [} \mu\text{s]}; \quad (2.4)$$

Com isto, determina-se Λ' e então adiciona-se uma margem de 20% de tolerância e controle de dinâmica.

O que resulta em :

$$\Lambda = 1,2 \cdot \Lambda' \text{ [Volts } \times \mu\text{s]}; \quad (2.5)$$

A figura 2.12 ilustra os respectivos tempos nas formas de onda das tensões do secundário, amplificador magnético e dirigida ao filtro LC.

b) Calculado Λ , determina-se o produto de áreas $A_e A_w$ para a escolha do núcleo. A_e corresponde à área da seção transversal do núcleo e A_w à área da janela.

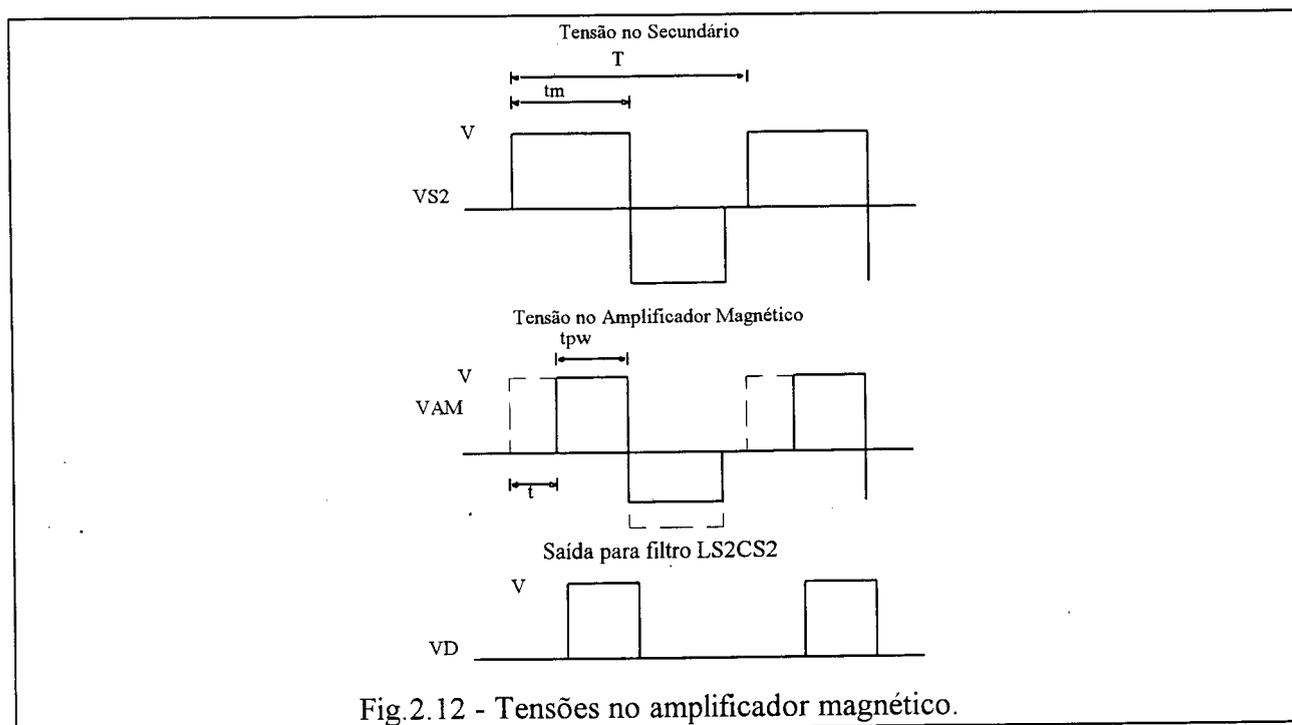


Fig.2.12 - Tensões no amplificador magnético.

Calcula-se a bitola do fio, baseado na corrente que circula pelo mesmo. Considerando-se $J = 400 \text{ A/cm}^2$ (densidade de corrente), inicialmente, determina-se a corrente, em valor eficaz, no enrolamento. Isto é feito através da expressão [9] :

$$I_{ef} = I_o \cdot \sqrt{d} \quad [\text{A}]; \quad (2.6)$$

Onde I_o corresponde à corrente de saída e d a razão cíclica imposta com amplificador magnético, encontrada pela expressão :

$$d = \frac{(V_o + V_d)}{V_{\text{máx}}}; \quad (2.7)$$

Encontrada a corrente eficaz, determina-se a seção do fio .

$$S = \frac{I_{ef}}{J} \quad [\text{cm}^2]; \quad (2.8)$$

Com isto, determina-se o produto de áreas, calculado pela fórmula :

$$A_e A_w = \frac{\Lambda \cdot S \cdot 10^4}{2 \cdot B_m \cdot K} \quad [\text{cm}^4]; \quad (2.9)$$

Onde :

Λ = produto Volts X segundos;

S = seção do fio [cm^2];

B_m = máxima densidade de fluxo magnético [T]

K = fator de bobinagem. Para núcleos de tamanho entre 12 a 25 mm de diâmetro externo, núcleo toroidal e fios de bitola 22 a 16, uma boa escolha é $K = 0,3$.

c) Seleciona-se o núcleo, baseado no produto de áreas $A_e A_w$.

d) Calcula-se o número de espiras requerido do enrolamento, a partir da expressão :

$$N = \frac{\Lambda \cdot 10^4}{2 \cdot B_m \cdot A_e} \text{ [espiras]}; \quad (2.10)$$

O reator está agora definido e as perdas e elevação de temperatura podem ser estimadas.

No Ampmag. as perdas incluem : perdas no núcleo; perdas no cobre dos enrolamentos; dissipação de potência do transistor de reset.

As perdas no circuito de controle são desprezíveis e, as do transistor de reset serão discutidas no projeto do circuito de reset.

2.6.2 - PERDAS NO NÚCLEO

Calcula-se a máxima densidade de fluxo, $B_{\text{máx}}$, através da expressão :

$$B_{\text{máx}} = \frac{\Lambda \cdot 10^4}{2 \cdot N \cdot A_e} \text{ [T]}; \quad (2.11)$$

As perdas no núcleo são estimadas em função da densidade de fluxo B e da frequência de comutação. Este resultado pode ser obtido a partir do gráfico de perdas do núcleo ou sua expressão característica. Multiplicando-se este resultado pela sua massa, obtém-se as perdas totais.

Para o núcleo da Philips a ser utilizado resulta a expressão :

$$P_{\text{núcleo}} = 250 \times 10^{-6} \cdot (f^{1,3}) \cdot (B_{\text{máx}}^{1,70}) \cdot m \text{ [Watts]}; \quad (2.12)$$

Cabe ressaltar que os coeficientes 250×10^{-6} , 1,3 e 1,70 que fazem parte da expressão 2.12 dependem do material utilizado e, sendo assim, para outros materiais, estes tornam-se diferentes.

2.6.3 - PERDAS NO COBRE

São encontradas calculando-se o comprimento do fio e determinando-se a sua resistência e multiplicando-se esta pelo valor da corrente eficaz ao quadrado.

$$P_{\text{cobre}} = I_{\text{ef}}^2 \cdot R_{\text{ac}} \text{ [WATTS]}; \quad (2.13)$$

As perdas no fio incluem perdas devido às componentes CA e CC de corrente. Estas serão aproximadas, incluindo o efeito Skin somente, devido ao fato de o efeito de proximidade ser mais preponderante em enrolamentos de múltiplas camadas e o amplificador magnético usar somente uma ou duas camadas .

A técnica empregada será computar a resistência CA devido ao efeito Skin (R_{ac}), e multiplicá-la pelo quadrado do valor da corrente eficaz, determinando-se assim as perdas nos enrolamentos. Isto tem uma margem intrínseca de erro que deverá compensar o efeito de proximidade.

A expressão abaixo mostra a correção que deve ser feita na resistência CC, em função do efeito SKIN.

$$R_{\text{ac}} = (R_{\text{ac}}/R_{\text{dc}}) \cdot R_{\text{dc}} \text{ [} \Omega \text{]}; \quad (2.14)$$

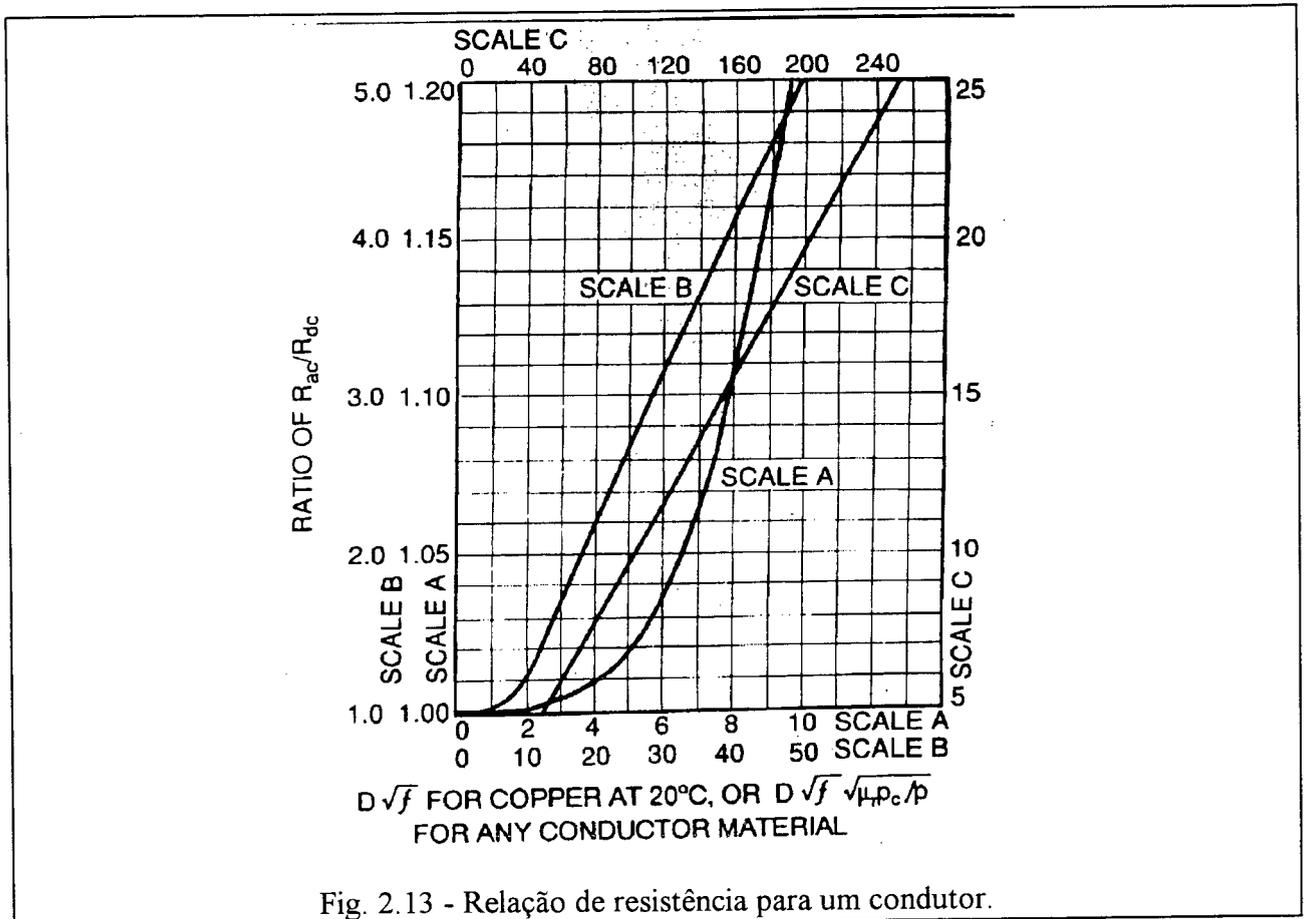
Onde R_{dc} é o valor determinado consultando-se em uma tabela de fio sua resistência (Ω /m) e multiplicando-se este valor pelo comprimento estimado do fio. O fator $R_{\text{ac}}/R_{\text{dc}}$ é a correção feita na resistência CC (R_{dc}) para levar-se em consideração a influência da frequência (efeito Skin e de proximidade). A relação $R_{\text{ac}}/R_{\text{dc}}$ é encontrada do gráfico da figura 2.13. O gráfico requer o fator $((\text{Diam} \cdot \sqrt{f}) / 2,54)$, onde Diam é o diâmetro do fio em cm e f a frequência de comutação em hertz.

As perdas nos enrolamentos podem, então, ser computadas pela expressão :

$$P_{\text{cobre}} = I_{\text{ef}}^2 \cdot R_{\text{ac}} \text{ [Watts]}; \quad (2.15)$$

O valor eficaz da corrente é encontrado, assumindo a forma retangular desta no amplificador magnético considerando a expressão :

$$I_{ef} = I_o \sqrt{d} \quad [A]; \quad (2.16)$$



Onde I_o corresponde a corrente de carga e d à razão cíclica imposta com amplificador magnético.

Finalmente, calcula-se as perdas totais :

$$P_{totais} = P_{núcleo} + P_{cobre} \quad [Watts]; \quad (2.17)$$

A elevação de temperatura do reator pode ser estimada por [8] :

$$\Delta T_{elev} = 450 \cdot \left(\frac{P_{totais}}{A_s} \right)^{0.826} \quad [^{\circ}C]; \quad (2.18)$$

Onde P_{totais} corresponde às perdas totais e A_s à área da superfície do amplificador magnético, estimada como um cilindro circular.

2.6.4 PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE DO AMPMAG.

O circuito da figura 2.14 apresenta uma das possíveis configurações de controle, provendo estabilidade e precisão no controle da saída, tendo ainda um baixo custo. É recomendado para casos em que se requer regulação somente, como o do protótipo no presente trabalho.

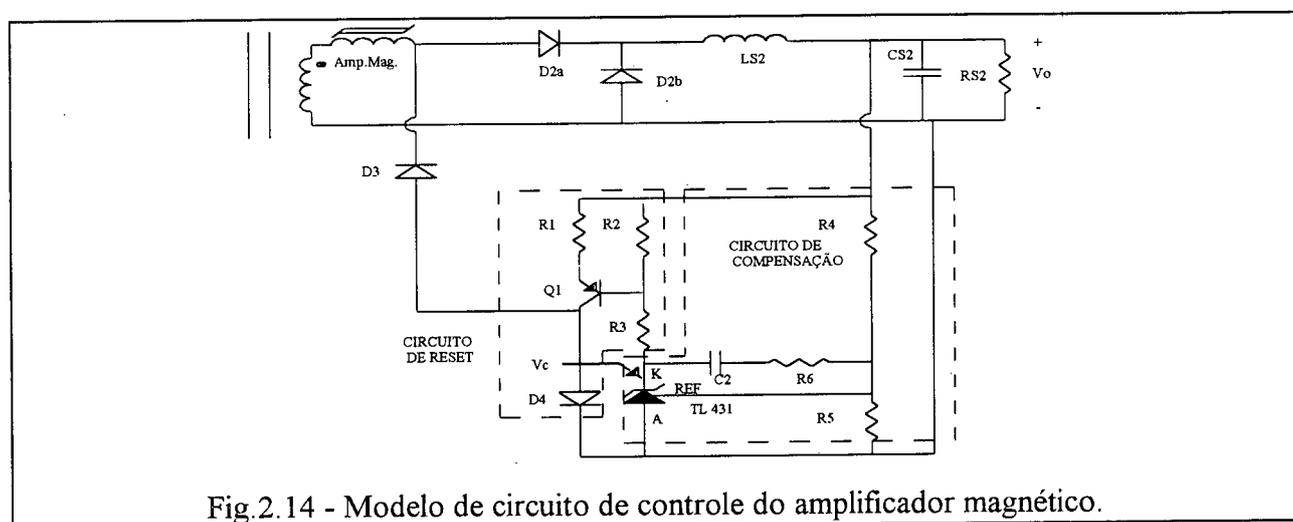


Fig.2.14 - Modelo de circuito de controle do amplificador magnético.

O circuito proposto utiliza o componente TL431 que comporta-se como um amplificador operacional. Em uma de suas entradas está a tensão de referência e na outra, é aplicada uma amostra da tensão de saída obtida pelo divisor de tensão R4 e R5. Na saída deste, terminal katodo tem-se um sinal V_c , tensão de controle resultante da diferença entre a tensão amostrada pela referência. Este sinal recebe um ganho proporcional a C2 e R6 e é invertido. O valor de V_c permite que o transistor se polarize mais ou menos e assim uma maior ou menor corrente circula por D3.

Observando-se a figura 2.14, se V_o cresce, V_c diminui provocando uma maior polarização no transistor, fazendo com que seja injetada uma maior corrente no amplificador magnético. Com isto, este passa a bloquear por mais tempo a tensão de entrada, diminuindo-se assim V_o . A situação inversa, V_o diminuindo, segue o mesmo raciocínio.

Como se pode observar, o controle é formado por um circuito que faz a compensação e outro, de desmagnetização, sendo que ambos trabalham juntos.

A figura 2.15 ilustra o diagrama de blocos do TL431

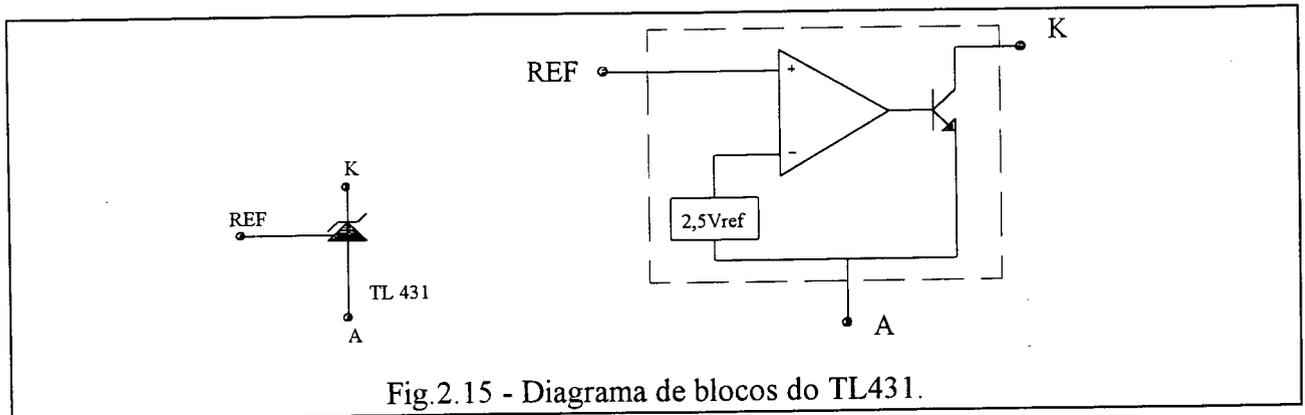


Fig.2.15 - Diagrama de blocos do TL431.

2.6.5 - PROJETO DO CIRCUITO DE RESET

O controle do reset do reator requer que o núcleo seja reversamente polarizado quando a tensão no secundário se inverte. Isto ocorre quando os interruptores principais são abertos.

Os passos propostos para o projeto são os seguintes :

Estima-se a corrente de controle (corrente de reset do núcleo) através da expressão :

$$I_c = \frac{H_r l_m}{0,4\pi N} \quad [A]; \quad (2.19)$$

Onde I_c corresponde a corrente de reset, H_r é a força magnetomotriz necessária para desmagnetizar o núcleo e l_m , o comprimento do caminho magnético.

H_r é determinada pela expressão (2.20) :

$$H_r = \frac{0,1502 \cdot (f)^{0.57} \cdot L^{0.7}}{(N \cdot A_e)^{0.7}} \quad [Oe]; \quad (2.20)$$

Onde :

f = frequência de comutação [Hertz];

Λ = produto Volts x Segundos [Volts x μs];

N = número de espiras;

A_e = área da seção transversal do núcleo [cm^2];

Até esse ponto no projeto, pode ser desejado adicionar um maior número de espiras de fio, havendo área adequada, a fim de reduzir a corrente de controle e, assim, a dissipação de potência no transistor de reset. Este acréscimo do número de espiras reduz a densidade de fluxo e as perdas no núcleo, enquanto aumenta as perdas nos enrolamentos. Também cresce a indutância de saturação do reator. Somente uma re-iteração no cálculo do projeto combinando estes fatores providenciará uma resposta final.

2.6.5.1 - ESCOLHA DO TRANSÍSTOR DE RESET

Para o circuito de reset, o transistor é um darlington PNP. Este deverá ter uma tensão de ruptura suficientemente alta do coletor para confortavelmente suportar o somatório da tensão da fonte e o máximo valor da tensão reversa no secundário do transformador, para condições não normais. Deverá ter alto ganho de corrente para o reset de corrente requerido e suportar a dissipação de potência imposta pela tensão média e a corrente de reset.

A razão do alto ganho de corrente é fazer com que o ganho do estágio de reset do transistor, definido como (I_c/V_c) , seja independente do ganho do transistor.

Isto é feito assegurando-se que a corrente de base do transistor de reset não cause queda apreciável em R3.

2.6.5.2 - ELEVAÇÃO DE TEMPERATURA DO TRANSÍSTOR

A perda no transistor de reset é simplesmente o produto da tensão média coletor-emissor pela corrente de coletor. A elevação de temperatura pode ser calculada por dados de catálogo sobre a resistência térmica, bem como o dissipador, se for usado.

2.6.5.3 - RESISTOR R1

A função deste resistor é fazer o circuito insensível às variações no ganho do reset do transistor. Sem isto o circuito poderá funcionar, entretanto, não será possível o projeto do circuito de compensação para uma operação estável. Uma escolha razoável é um valor que resulte numa queda de 1 volt para máxima corrente de reset.

$$R1 = \frac{1V}{I_r} \text{ [} \Omega \text{]}; \quad (2.21)$$

2.6.5.4 - RESISTORES R2 E R3

Estes resistores formam um divisor de tensão e R3 limita a corrente na base. Um exemplo de procedimento para escolha do resistores consiste na escolha de R2 de modo que quando o transistor está operando normalmente a corrente em R2 mínima é de 1mA. Uma escolha de 2 mA é recomendada.

$$R2 = \frac{V_{BE(sat)}}{I_{R2}} \text{ [} \Omega \text{]}; \quad (2.22)$$

Onde V_{BE} , é a tensão de saturação do transistor e $I_{R2} = 2 \text{ mA}$

Normalmente R3 é escolhido para manter a máxima tensão de erro próxima de 3 ou 5 volts. Este é determinado como segue :

$$R3 = \frac{5 - V_{BE(sat)}}{I_{R2}} \text{ [} \Omega \text{]}; \quad (2.23)$$

2.6.6 - PROJETO DO CIRCUITO DE COMPENSAÇÃO

O circuito de compensação é formado pelo capacitor C2 e o resistor R6 da figura 2.14, bem como dos resistores R4 e R5 que formam um divisor de tensão. O TL431 comporta-se como um amplificador operacional, gerando uma tensão de controle V_c que é função do erro de tensão entre o nível desejado e a referência, multiplicando-se este valor por um ganho.

2.6.6.1 - RESISTORES R4 E R5

São escolhidos de modo que sua junção apresente 2,5 volts quando a tensão no topo de R4 é a tensão de saída desejada. A fim de se obter uma mínima dissipação, considera-se uma corrente de 1 mA em cada um dos resistores (R4 e R5). Desta forma, calcula-se R4 e R5 pelas seguintes fórmulas :

$$R4 = \frac{V_o - V_{ref}}{1mA} \text{ [} \Omega \text{]}; \quad (2.24)$$

$$R5 = \frac{V_{ref}}{1mA} \text{ [} \Omega \text{]}; \quad (2.25)$$

2.6.6.2 - RESISTOR R6 E CAPACITOR C2

São escolhidos para estabilizar o laço de controle. O projeto depende dos valores de L e C de saída, juntamente com o ganho do amplificador magnético.

O procedimento proposto é o que segue :

Calcula-se a frequência de corte da saída, considerando combinação do filtro mais modulador.

A frequência de corte do filtro é :

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L.C}} \text{ [Hertz]}; \quad (2.26)$$

A frequência de corte resultante é encontrada multiplicando-se o valor f_c pelo ganho que o modulador mais o filtro proporcionam ao circuito. Sendo assim, o valor encontrado pela expressão 2.26 fica modificado. A expressão para o cálculo desta frequência é [4] :

$$f_{\text{mod/fil}} = f_c \cdot \sqrt{1+G}; \quad (2.27)$$

Onde G é o ganho do modulador mais o filtro. Se os resistores forem fixados na tensão de saída como mostra a Fig. 2.14, este valor pode ser calculado, como sugere a referência [4], conforme apresentado a seguir.

2.6.6.3 - CÁLCULO DO GANHO G

O cálculo é realizado a partir das funções de transferência do circuito. Existem três funções de transferência, baseadas em três circuitos, o de reset que, a partir de uma tensão de controle ou erro, injeta uma corrente no amplificador magnético, o do modulador que, a partir da

corrente injetada, muda a largura do pulso e por último a função de transferência do circuito, que a partir da razão cíclica do pulso provoca uma variação na tensão de saída. Sendo assim, calcula-se o ganho de cada um dos circuitos para, depois, determinar o ganho total.

Como sugere a tabela da referência [4] para o circuito apresentado na figura 2.13 tem-se :

Função Reset :

$$FR_{\Delta} = \frac{R2}{(R2 + R3) \cdot R1}; \quad (2.28)$$

Onde R1, R2, R3 são os resistores de polarização do transistor

Função Modulador :

$$FM = \frac{0.4\pi \cdot \mu_m \cdot N^2 \cdot Ae^2 \cdot f}{le \cdot V_{m\acute{a}x} \cdot 10^8}; \quad (2.29)$$

Onde :

μ_m = a permeabilidade média;

N = o número de espiras ;

Ae = área da seção transversal do núcleo [cm²];

f = a frequência de comutação [Hz];

lm = comprimento do caminho magnético [cm];

$V_{m\acute{a}x}$ = tensão máxima no secundário do transformador [Volts];

A permeabilidade média é determinada pela seguinte expressão :

$$\mu_m = \frac{\Delta B^2 \cdot f}{Kc \cdot PL \cdot 10^6} \cdot 2,2046 \quad [\text{Gauss/ Oersted}]; \quad (2.30)$$

Onde :

ΔB = o fluxo total transversal [Gauss];

Kc = 1,08 fator de cálculo de μ_m

PL = densidade de perdas, em Watts/kg, calculada através da expressão das perdas no núcleo, considerando-se $B_m = \Delta B / 2$.

ΔB é calculado pela seguinte expressão [3] :

$$\Delta B = \frac{V_{m\acute{a}x} \cdot 10^8}{N \cdot A_e \cdot f} \left(D_{m\acute{a}x} - \frac{V_o + V_d}{V_{m\acute{a}x}} \right); \quad (2.31)$$

$D_{m\acute{a}x}$ = razão cíclica máxima;

V_d = queda de tensão no diodo [Volts];

V_o = tensão de saída [Volts];

Uma vez encontrado ΔB e μ_m , calcula-se o ganho FM.

Por fim, encontra-se o ganho da função de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica.

$$FF = V_{m\acute{a}x}; \quad (2.32)$$

O ganho G é calculado pelo produto dos ganhos :

$$G = FR \cdot FM \cdot FF; \quad (2.33)$$

2.6.6.4 - CÁLCULO DO GANHO DA REALIMENTAÇÃO

Calcula-se o ganho de realimentação necessário para atingir o eixo de ganho unitário em uma frequência igual a um décimo da frequência de comutação, assumindo que se situará o zero do amplificador na frequência de corte do filtro mais o modulador. Desta forma considera-se que o zero devido à resistência série equivalente do capacitor é tão pequena ou menor que a frequência de corte do filtro modulador, de maneira que a inclinação do ganho versus frequência é - 20 db entre f_{mod} / f_{fil} e $f / 10$. Além disso, o ganho em baixas frequências do modulador mais filtro [4] é $G / (1 + G)$ que é levemente menor do que 1.

Portanto :

$$Gr \cong 0.1f / f_{(mod / fil)}; \quad (2.34)$$

O ganho Gr determina o valor de R6 :

$$R6 = Gr.R4 \text{ [} \Omega \text{]}; \quad (2.35)$$

O valor de C2 é encontrado calculando-se a capacitância que coloca um zero na frequência em f mod / fil.

$$C2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (f \text{ mod / fil}) \cdot R6} \text{ [nF]}; \quad (2.36)$$

Este é um procedimento simplificado, que requer algumas modificações do modulador e a resistência série equivalente do capacitor.

2.7 - CONCLUSÃO

Foi apresentado o conversor Forward isolado com duas saídas, bem como uma breve descrição de seu funcionamento.

Apresentou-se a seguir uma pequena mudança na estrutura, através do acréscimo, em uma de suas duas saídas, do amplificador magnético, tendo este o objetivo de fazer uma pós-regulação, já que a referida saída não apresenta qualquer regulação.

Mostrou-se o funcionamento do conversor mais o amplificador magnético, sendo que tal funcionamento é bastante semelhante ao do conversor convencional, apenas tendo-se que a saída na qual foi colocado o amplificador sofre alterações.

Uma metodologia de projeto do amplificador magnético para pós-regulação foi descrita, passo a passo, de modo a simplificar o seu projeto, bem como permitir a sua fácil aplicação como elemento regulador de tensão.

Na metodologia apresentada consta também o projeto de um controle para o amplificador magnético, utilizando-se o TL431 que se adapta a esta tarefa. Cabe ressaltar que o controle apresentado tem um funcionamento simples e não foi feita nenhuma análise mais profunda do mesmo. Sendo assim, no caso de se requerer um controle mais elaborado, um estudo mais profundo deverá ser feito.

3 - PROJETO DO CONVERSOR FORWARD E DO AMPLIFICADOR MAGNÉTICO

3.1 - INTRODUÇÃO

A estrutura para a qual será desenvolvido o projeto foi apresentada no capítulo anterior, com o emprego do amplificador magnético em uma de suas saídas.

Como a elaboração de projeto de um conversor do tipo forward já é bem conhecida no domínio da eletrônica de potência [14], é dado um enfoque especial ao dimensionamento e à aplicação dos componentes que se considera como de fundamental importância com relação ao assunto em estudo no presente trabalho, ou seja, os componentes magnéticos da fonte.

Serão apresentados também o dimensionamento dos componentes de filtragem das saídas, indutores e capacitores.

Para o comando dos interruptores é apresentado um circuito também já utilizado anteriormente [16].

Em seguida far-se-á o projeto do amplificador magnético, conforme metodologia apresentada no capítulo anterior.

3.2 - PROJETO DO CONVERSOR FORWARD

Conforme já mencionado, o projeto do conversor forward já é bem conhecido em eletrônica de potência, de modo que serão apresentados o dimensionamento dos seus elementos com base na referência [14], procurando-se dar uma ênfase maior ao item da pós-regulação, por se enquadrar nos objetivos deste trabalho.

As especificações de projeto para o conversor são as seguintes :

Potência de saída [P_{out}] = 100 Watts;

Tensão de entrada [V_{in}] = 220 volts \pm 15 %

Saída1 [V_{o1}] = 5 V / 14 A \pm 1 %

Saída2 [V_{o2}] = 15 V / 2 A \pm 1 %

A estrutura básica da fonte chaveada com duas saídas isoladas, utilizando o conversor forward com dois interruptores, apresentando também o interruptor magnético em uma de suas saídas é apresentada na figura 3.1

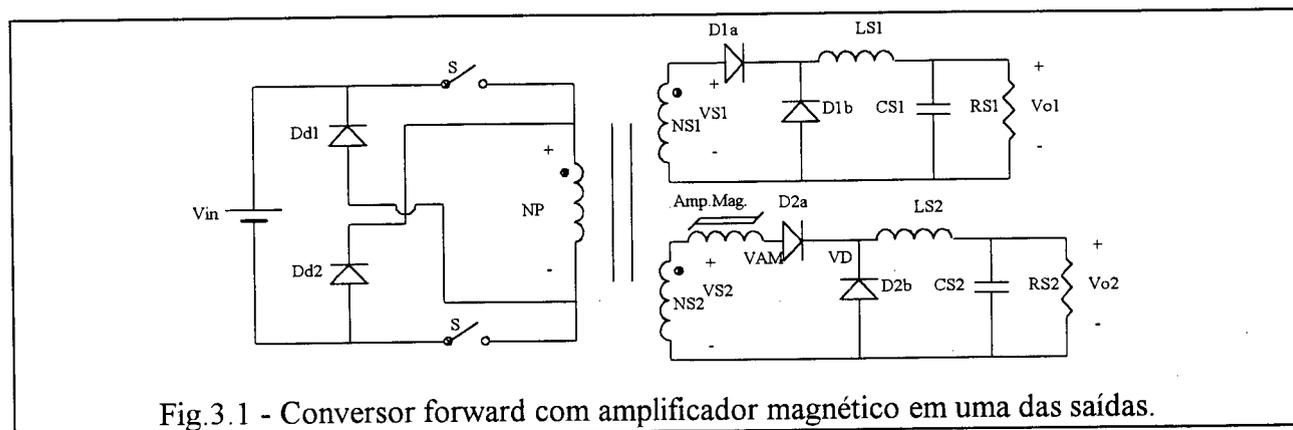


Fig.3.1 - Conversor forward com amplificador magnético em uma das saídas.

3.2.1 - DIMENSIONAMENTO DO MOSFET E CÁLCULO TÉRMICO

A opção pela utilização de Mosfets como interruptores é indicada devido à frequência de operação no conversor, 100 kHz. As equações para especificação destes componentes são dadas a partir de referência [14].

Considerando :

$$I_{pico} = \frac{1,2 P_{out}}{n \cdot V_{imin} \cdot D_{m\acute{a}x}} \quad [A]; \quad (3.1)$$

Onde :

$n = \text{rendimento} = 0,75;$

$V_{imin} = 200 \text{ volts, tensão mínima;}$

$D_{m\acute{a}x} = 0,5 \text{ razão cíclica máxima.}$

Substituindo-se os valores na expressão (3.1) tem-se :

$$I_{pico} = \frac{1,2 \cdot 100}{0,75 \cdot 200 \cdot 0,45} = 1,77 A$$

A tensão máxima de entrada é dada por :

$$V_{inm\acute{a}x} = 1,15 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ef} \quad [Volts]; \quad (3.2)$$

Considerando-se que V_{ef} é a tensão eficaz da rede e $V_{inm\acute{a}x}$ a tensão de entrada máxima, resulta em :

$$V_{inm\acute{a}x} = 358 \text{ V};$$

3.2.1.1 - CÁLCULO TÉRMICO E DAS PERDAS NO MOSFET

As perdas totais, que se dividem em perdas por condução (P_{cond}) e perdas por comutação (P_{com}) são dadas por :

$$P_{cond} = R_{DS(on)} \cdot I_d^2 \text{ [Watts]}; \quad (3.3)$$

$$P_{com} = \frac{f}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_d \cdot V_{DS(on)} \text{ [Watts]}; \quad (3.4)$$

$$P_{totais} = P_{cond} + P_{com} \text{ [Watts]}; \quad (3.5)$$

Onde :

$$I_d = \frac{I_{pico}}{\sqrt{2}} = 1,25 \text{ A}; \quad (3.6)$$

$R_{DS(on)}$ = resistência de condução dreno-source;

I_d = corrente eficaz no dreno;

$V_{DS(on)}$ = tensão de condução dreno-source;

t_r = tempo de crescimento para entrada em condução;

t_f = tempo de decrescimento para o bloqueio;

A resistência térmica dissipador-ambiente é calculada pela expressão :

$$R_{da} = \frac{T_j - T_a}{P_{totais}} - R_{jc} - R_{cd} \text{ [} ^\circ\text{C/W]}; \quad (3.7)$$

Onde :

R_{da} = resistência térmica dissipador-ambiente [$^\circ\text{C/W}$];

T_j = temperatura de junção [$^\circ\text{C}$];

T_a = temperatura ambiente [°C];

R_{jc} = resistência térmica junção-cápsula [°C/W];

R_{cd} = resistência térmica cápsula-dissipador [°C/W];

Dos cálculos anteriores : $I_{pico} = 1,77$ A e $V_{máx} = 358$ V, o mosfet escolhido é o IRF 740, cujos principais dados de catálogo são :

$R_{DS(on)} = 0,55 \Omega$; $t_{D(on)} = 35$ ns; $t_R = 15$ ns; $t_{D(off)} = 90$ ns;

$t_F = 35$ ns; $R_{jc} = 1,0$ °C/W; $R_{cd} = 0,2$ °C/W; $T_j = 100$ °C;

$T_a = 25$ °C; $C_{iss} = 1600$ pF; $V_{DS(on)} = 400$ V;

Os parâmetros $t_{D(on)}$, t_{Doff} , e C_{iss} representam respectivamente o tempo de retardo na entrada em condução, tempo de retardo no bloqueio e capacitância intrínseca do Mosfet.

Com os valores do Mosfet escolhido, e substituindo-se estes nas expressões das perdas, obtém-se :

$$P_{cond} = 0,55 \cdot 1,25^2 = 0,86 \text{ Watts};$$

$$P_{com} = \frac{100^3}{2} \cdot (50 + 125) \cdot 1,25 \cdot 400 = 4,37 \text{ Watts};$$

$$P_{totais} = 0,86 + 4,37 = 5,23 \text{ Watts};$$

$$R_{da} = 13,1 \text{ °C/W};$$

Para a escolha dos diodos de desmagnetização do transformador, considera-se as correntes de pico, eficaz e tensão máxima sobre o mesmo, que neste caso correspondem a :

$$I_{pico} = 1,77 \text{ A};$$

$$I_{ef} = 1,25 \text{ A};$$

$$V_{dmáx} = 358 \text{ V};$$

O diodo MUR 840 atende a estas características, tendo sido o escolhido.

3.2.1.2 - COMANDO DE GATE DO MOSFET

Para controle e proteção da fonte, utiliza-se um circuito integrado 3524 capaz de desempenhar estas funções, como apresentado em referência [16].

Para o comando é utilizada a saída do 3524 que atuará no circuito conforme figura 3.2 que segue.

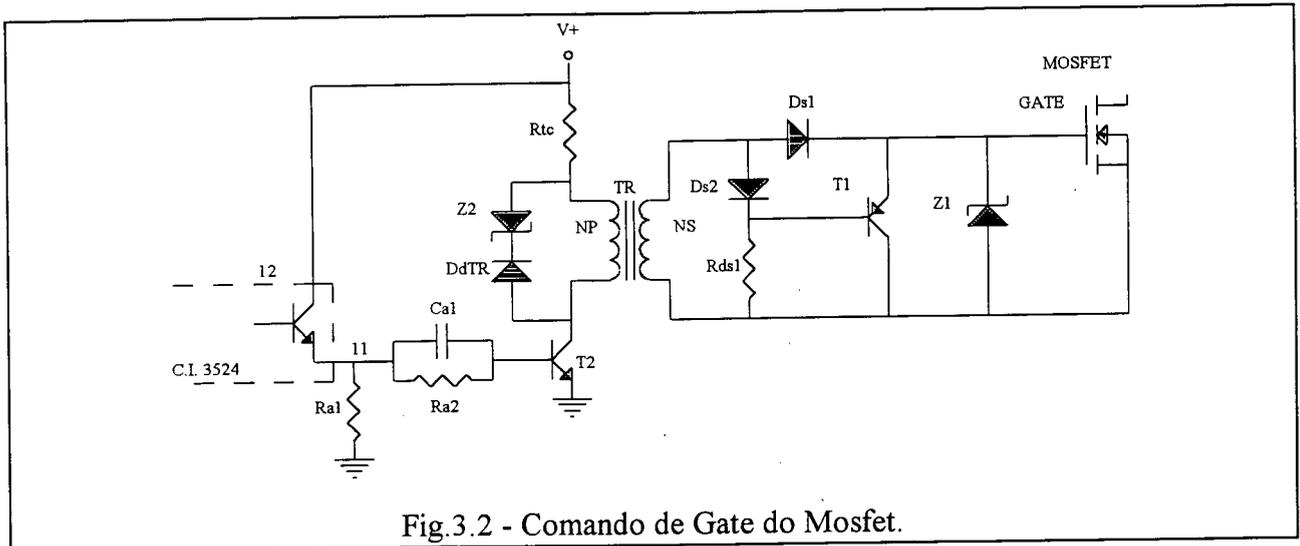


Fig.3.2 - Comando de Gate do Mosfet.

3.2.2 - DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR

A fim de se limitar a elevação de temperatura do transformador, que é função das perdas no mesmo, calcula-se o $\Delta B_{\text{máx}}$ para projeto com base na suas perdas magnéticas do núcleo. Considerando o núcleo E 42 /20 da Thorton, cujo produto de áreas $A_e A_w$ é igual a 3.77 cm^4 e cujo volume é igual a $23,3 \text{ cm}^3$, calcula-se a resistência térmica através da expressão :

$$R_{th} = 23.A_e.A_w^{-0,37} = 14,1^\circ \text{C} / \text{W} \quad (3.8)$$

Assumindo uma elevação de temperatura de 30°C , encontra-se o valor correspondente às perdas totais :

$$P_t = \frac{\Delta T}{R_{th}} \text{ [Watts] ;} \quad (3.9)$$

$$P_t = 2,1276 \text{ W;}$$

Dividindo-se este valor pelo volume do núcleo encontra-se a potência por unidade de volume, que resulta em :

$$P_{tv} = \frac{P_t}{Vol} \text{ [Watts/m}^3 \text{]}; \quad (3.10)$$

$$P_{tv} = \frac{2,1276 \cdot 10^6}{23,3} = 91316 \text{ Watts/m}^3$$

Considerando-se que todas as perdas no transformador estivessem concentradas no núcleo do mesmo, pode-se ter uma estimativa da máxima densidade de fluxo ($\Delta B_{m\acute{a}x}$) que pode ser utilizada. A expressão que fornece as perdas magnéticas por unidade de volume é a que segue :

$$P_{magv} = C_m \cdot f^x \cdot \Delta B_{m\acute{a}x}^y$$

Assim, fazendo $P_{mag} = P_{tv}$, tem-se :

$$P_{tv} = 19,39 \cdot (f^{1,2}) \cdot (\Delta B_{m\acute{a}x}^{2,24}) \text{ [Watts/m}^3 \text{]}; \quad (3.11)$$

Isolando-se $\Delta B_{m\acute{a}x}$, resulta :

$$\Delta B_{m\acute{a}x} = \sqrt[2,24]{\frac{P_{tv}}{19,39 \cdot f^{1,2}}} \text{ [T]}; \quad (3.12)$$

Cabe mencionar que a expressão acima é válida para o material IP 10 da Thorton. Para outros materiais os coeficientes 2,24, 19,39 e 1,2 são diferentes, embora a expressão continue a mesma. Troca-se apenas estes coeficientes.

Substituindo-se os valores de P_{tv} e f , encontra-se $\Delta B_{m\acute{a}x}$ que resulta em :

$$\Delta B_{m\acute{a}x} = 0,08686 \text{ T}$$

Toma-se um valor de 0,07 T, já que o valor calculado é o máximo, considerando-se as perdas encontradas no núcleo. Na realidade as perdas totais correspondem ao somatório da perdas magnéticas mais as do cobre. Desta forma o valor de $\Delta B_{m\acute{a}x}$ é tomado um pouco menor do calculado já que na aproximação da fórmula não foram levadas em conta as perdas no cobre.

Uma vez determinado $\Delta B_{m\acute{a}x}$, calcula-se o produto de áreas do núcleo.

$$AeAw = \frac{2.Pout.10^4}{Kw.Kp.J.f.\Delta B} \text{ [cm}^4\text{]}; \quad (3.13)$$

Onde :

$AeAw$ = produto de áreas do núcleo [cm⁴]

Kw = fator de utilização da janela do núcleo;

Kp = fator de ocupação do primário;

J = densidade de corrente [A/cm²];

f = frequência de comutação [Hz];

Considerando-se :

$$Kw = 0,4;$$

$$Kp = 0,5;$$

$$J = 400 \text{ [A/cm}^2\text{]};$$

Substituindo-se estes valores na expressão 3.13 resulta :

$$AeAw = \frac{2.100.10^4}{0,4.0,5.400.100^3.0,07} = 3,57 \text{ cm}^4$$

O que confirma o núcleo escolhido. Caso o valor desse acima do produto de áreas do núcleo seria necessário recalculá-lo.

3.2.2.1 - CÁLCULO DO NÚMERO DE ESPIRAS DOS ENROLAMENTOS PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO

A partir das expressões :

$$NP = \frac{Vi \text{ min. } D_{\text{máx}} \cdot 10^4}{\Delta B_{\text{máx}} \cdot Ae \cdot f}; \quad (3.14)$$

$$\frac{NP}{NS} = \frac{0,9 \cdot D_{\text{máx}} \cdot Vi \text{ min}}{Vo + Vd}; \quad (3.15)$$

Determina-se o número de espiras, onde :

A_e = área da seção transversal do núcleo (cm^2);

V_o = tensão de saída (V);

V_d = queda de tensão no diodo (V);

N_P = número de espiras do primário ;

N_S = número de espiras do secundário.

Substituindo os referentes valores resulta :

$$N_P = \frac{200 \cdot 0,45 \cdot 10^4}{0,07 \cdot 2 \cdot 40 \cdot 100^3} = 54$$

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{0,9 \cdot 0,45 \cdot 200}{5 + 1} = 13,5$$

Portanto, o número de espiras do secundário 1 é :

$$N_{S1} = \frac{54}{13,5} = 4$$

Como a tensão da saída 2 é três vezes maior que a saída 1, resulta em $N_{S2} = 12$ espiras.

3.2.2.2 - CÁLCULO DA SEÇÃO DOS CONDUTORES

A fim de minimizar o efeito Skin, distribui-se a corrente em vários condutores em paralelo de modo que se tenha uma distribuição uniforme nos mesmos.

Este efeito depende da profundidade de penetração da corrente no condutor que por sua vez depende da frequência, conforme a expressão [9].

$$\Delta = \frac{6,62}{\sqrt{f}} = 0,02093 \text{ [cm];} \quad (3.16)$$

O diâmetro do fio conveniente é o dobro de Δ , ou seja $\text{Diam} = 2 \cdot \Delta = 0,041868 \text{ cm}$. Com isto, adota-se o fio cuja seção seja $S = 0,001624 \text{ cm}^2$, que vem a ser a seção de um condutor elementar.

O cálculo da seção total dos condutores é dado pela expressão abaixo :

$$S = \frac{I_{ef}}{J} [\text{cm}^2]; \quad (3.17)$$

Onde I_{ef} corresponde à corrente eficaz e J à densidade de corrente.

As correntes eficazes são :

$$I_{ef \text{ primário}} = 1,25 \text{ A};$$

$$I_{ef \text{ secundário1}} = 9,93 \text{ A};$$

$$I_{ef \text{ secundário 2}} = 1,42 \text{ A};$$

Calculadas a partir da expressão 3.17 e, considerando $J = 400 \text{ A/ cm}^2$, resulta em :

$$S \text{ primário} = 0,003125 \text{ cm}^2$$

$$S \text{ secundário1} = 0,024825 \text{ cm}^2$$

$$S \text{ secundário2} = 0,00355 \text{ cm}^2$$

O número de condutores é calculado pela razão entre a seção nos condutores elementares e a seção total, o que fornece :

$$\text{primário} - 2 \text{ condutores de } 0,001624 \text{ cm}^2$$

$$\text{secundário1} - 15 \text{ condutores de } 0,001624 \text{ cm}^2$$

$$\text{secundário2} - 2 \text{ condutores de } 0,001624 \text{ cm}^2$$

O resultado final quanto ao dimensionamento do transformador, é :

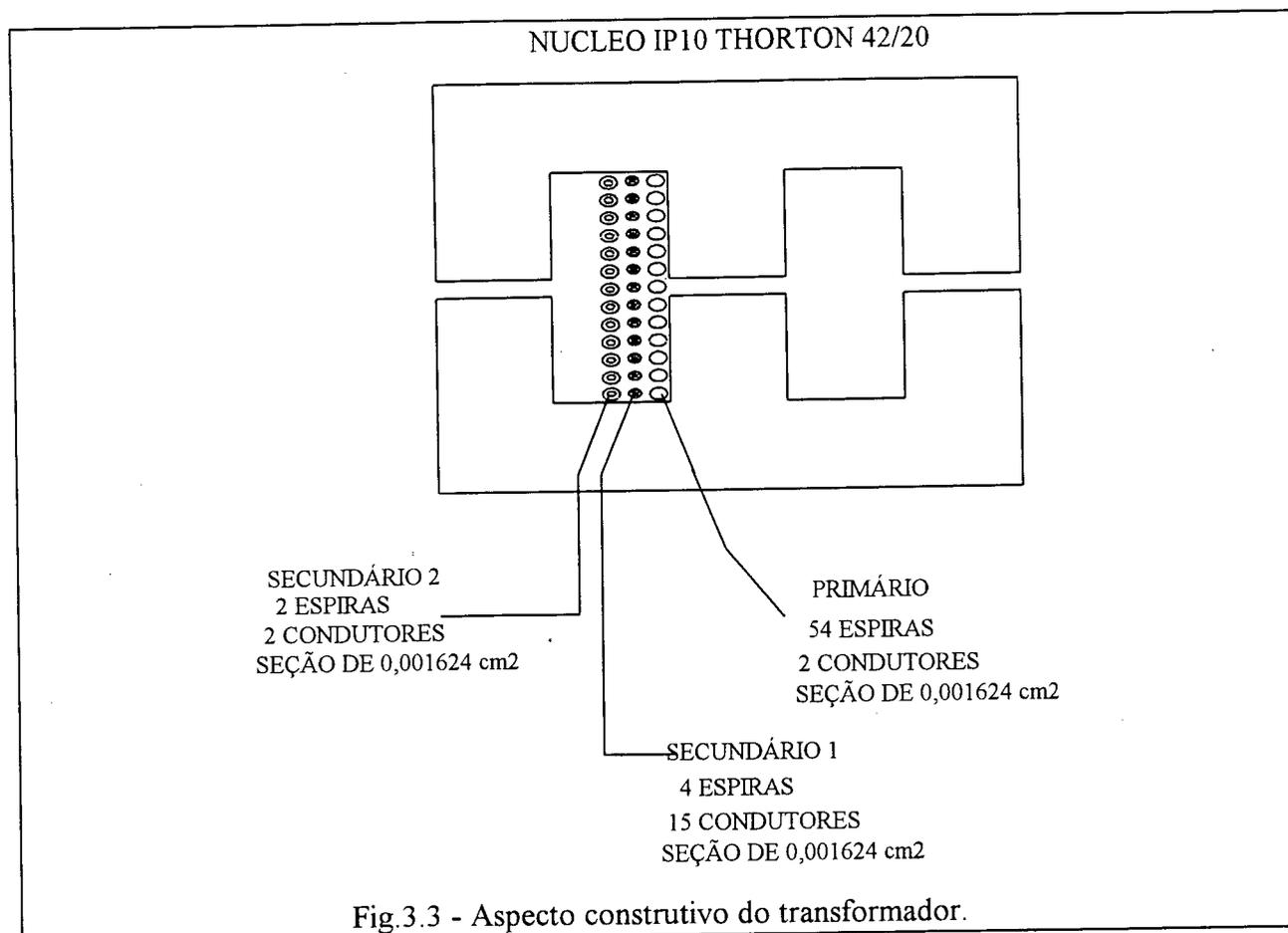
Núcleo E 42/20 IP 10 Thorton

Primário - 54 espiras com 2 condutores de seção cada um de $0,001624 \text{ cm}^2$

Secundário1 - 4 espiras com 15 condutores de seção cada um de $0,001624 \text{ cm}^2$

Secundário2 - 12 espiras com 2 condutores de seção cada um de $0,001624 \text{ cm}^2$

Na figura 3.3 é apresentado um diagrama esquemático da construção do transformador, mostrando a distribuição dos diferentes enrolamentos.



3.2.3 - DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES DE FILTRAGEM

Os indutores de filtragem são determinados a partir da expressão seguinte [14].

$$L = \frac{(V_o + V_d) \cdot t_{offm\acute{a}x}}{\Delta I_{Lm\acute{a}x}} \quad [\mu H]; \quad (3.18)$$

Onde :

$t_{offm\acute{a}x}$ - tempo máximo de abertura dos interruptores;

$\Delta I_{Lm\acute{a}x}$ - máximo valor de ondulação de corrente: $\Delta I_{Lm\acute{a}x} = 0,4 I_o$, com sendo corresponde a corrente de saída.

$t_{offm\acute{a}x}$ é determinado por :

$$T_{\text{offmáx}} = \frac{1 - D_{\text{mín}}}{f} \text{ [} \mu\text{s]}; \quad (3.19)$$

Onde :

$D_{\text{mín}}$ é a mínima razão cíclica, obtida da expressão ;

$$D_{\text{mín}} = D_{\text{max}} \cdot \frac{V_{\text{inmín}}}{V_{\text{inmáx}}}; \quad (3.20)$$

A partir das expressões, chega-se a :

$$D_{\text{mín}} = 0,45 \cdot \frac{200}{358} = 0,251$$

$$T_{\text{offmáx}} = \frac{1 - 0,251}{100^3} = 7,5 \mu\text{s}$$

Para a saída 1 tem-se :

$$V_o = 5 \text{ V};$$

$$I_o = 14 \text{ A};$$

$$V_d = 1 \text{ V};$$

$$T_{\text{offmáx}} = 7,5 \text{ us}$$

$$\Delta I_{L\text{máx}} = 0,4 I_o$$

$$\Delta I_{L\text{máx}} = 5,6 \text{ A}$$

Com isto, encontra-se $LS1$:

$$LS1 = \frac{(5+1) \cdot 7,5 \times 10^{-3}}{5,6} = 8 \mu\text{H}$$

Para a saída 2 :

$$V_o = 15 \text{ V};$$

$$I_o = 2 \text{ A};$$

$$V_d = 1 \text{ V};$$

$$T_{\text{offmáx}} = 7,5 \text{ us};$$

$$\Delta I_{Lm\acute{a}x} = 0,8 \text{ A};$$

De modo análogo ao cáculo de LS1, substituindo-se estes valores na expressão correspondente, resulta em :

$$LS2 = 150 \mu\text{H};$$

O núcleo dos indutores, número de espiras e o entreferro são determinados com as seguintes expressões :

$$A_e A_w = \frac{L_s \cdot I_{pk}^2 \cdot 10^4}{K_e \cdot B_{m\acute{a}x} \cdot J} \quad [\text{cm}^4]; \quad (3.21)$$

$$N = \frac{L_s \cdot I_{pk} \cdot 10^4}{B_{m\acute{a}x} \cdot A_e}; \quad (3.22)$$

$$l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_s} \cdot 10^{-2} \quad [\text{cm}]; \quad (3.23)$$

Onde :

L_s - indutância de saída [H];

I_{pk} - corrente de pico no indutor [A];

K_e - fator de enrolamento;

μ_0 - permeabilidade do vácuo = $4\pi \cdot 10^{-7}$;

l_g - entreferro [cm];

Para a saída 1 resulta :

$$A_e A_w = \frac{8 \cdot 10^{-6} \cdot (16,8)^2 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,12 \cdot 400} = 0,672 \text{ cm}^4$$

$$N = \frac{8 \cdot 10^{-6} \cdot 16,8 \cdot 10^4}{0,12 \cdot 1,20} = 10 \text{ espiras}$$

$$l_g = \frac{10^{-2} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,20}{8 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} = 0,1885 \text{ cm}$$

O que resulta em :

Núcleo E 30/14 com 10 espiras e entreferro $l_g/0,2 = 0,95 \text{ cm}$.

Para a saída 2, procedendo do mesmo modo tem-se :

$$AeAw = 0,257 \text{ cm}^4$$

$$N = 50 \text{ espiras}$$

$$lg/0,2 = 0,63 \text{ cm}$$

que resulta em núcleo E 30 / 7

Condutores :

Determina-se a corrente eficaz e, deste modo a seção do condutor.

$$I_{ef} = \sqrt{I_o + \Delta I L_{m\acute{a}x}^2} \text{ [A]}; \quad (3.24)$$

$$\text{Onde } \Delta I L_{m\acute{a}x} = 0,4 \cdot I_o; \quad (3.25)$$

Para determinar seção do condutor, usa-se a expressão (3.17)

$$S = \frac{I_{ef}}{J} \text{ [cm}^2\text{]}; \quad (3.26)$$

Para o a saída 1 resulta :

$$I_{ef} = 15,1 \text{ A};$$

$$S = 0,03775 \text{ cm}^2$$

E, para a saída 2 :

$$I_{ef} = 2,154 \text{ A}$$

$$S = 0,005385 \text{ cm}^2$$

3.2.4 - DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES DE FILTRAGEM

As equações para o dimensionamento dos capacitores de filtragem são as apresentadas a seguir [14].

Máxima ondulação de tensão no capacitor :

$$\Delta VC = 0,01 \cdot V_o \text{ [Volts]}; \quad (3.27)$$

Capacitor :

$$C = \frac{\Delta IL_{\text{máx}}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \Delta VC} \text{ [} \mu\text{F]}; \quad (3.28)$$

Resistência Série Equivalente do capacitor ;

$$r_{se} = \frac{\Delta VC}{\Delta IL_{\text{máx}}} \text{ [} \Omega \text{]}; \quad (3.29)$$

O que resulta, para a saída 1, em :

$$\Delta VC = 0,05 \text{ V}$$

$$\Delta IL_{\text{máx}} = 5,6 \text{ A}$$

$$C = 178,3 \mu\text{F}$$

$$r_{se} = 8,93 \text{ m}\Omega$$

E, para saída 2 :

$$\Delta VC = 0,15 \text{ V}$$

$$\Delta IL_{\text{máx}} = 0,8 \text{ A}$$

$$C = 8,48 \mu\text{F}$$

$$r_{se} = 0,1875 \Omega$$

Os capacitores são escolhidos em função da r_{se} , (resistência série equivalente). Para se atingir baixos valores de r_{se} , necessita-se de capacitores com alto valor de capacitância, deste modo o valor a ser adotado para a capacitância torna-se maior.

3.3 - PROJETO DO INTERRUPTOR MAGNÉTICO

Como foi dito anteriormente, primeiro determina-se o bloqueio de tensão, produto Volts x segundos, que o núcleo deverá suportar, ou seja Λ .

3.3.1 CÁLCULO DE Λ (LAMBDA) E O NÚMERO DE ESPIRAS NO NÚCLEO

Determina-se inicialmente Λ' pela expressão :

$$\Lambda' = V_{\text{máx}} \cdot t \text{ [Volts x } \mu\text{s]}; \quad (3.30)$$

Onde :

$$t = t_{\text{máx}} - t_{\text{pw}} \text{ [}\mu\text{s]}; \quad (3.31)$$

Conforme expressão (2.4).

A tensão $V_{\text{máx}}$ é obtida quando se tem a menor tensão de linha na rede. Desse modo, considerando-se 220 V eficazes, quando este cai 15 %, tem-se aplicado no primário do transformador próximo de 270 V, o que refletido ao secundário fornecem 60 V, para uma razão cíclica máxima. Fazendo-se esta consideração resulta que $V_{\text{máx}} = 60$ volts e, a partir daí determina-se o projeto do interruptor magnético.

Determina-se $t_{\text{máx}}$ por (2.2):

$$t_{\text{máx}} = D_{\text{máx}} \cdot T \text{ [} \mu\text{s]}; \quad (3.32)$$

E t_{pw} de (2.3) :

$$t_{\text{pw}} = \frac{(V_o + V_d) \cdot T}{V_{\text{máx}}} \text{ [} \mu\text{s]}; \quad (3.33)$$

Com as expressões, substituindo-se os valores resulta :

$$t_{\text{on}} = 4,5 \mu\text{s};$$

$$t_{\text{pw}} = 2,7 \mu\text{s};$$

$$t = 1,8 \mu\text{s}$$

$$T = 10 \mu\text{s}$$

$$\Lambda' = 108 \mu\text{Vs}$$

Adicionando uma margem de 20 % resulta $\Lambda = 129,6 \mu\text{Vs}$.

Condutor :

Pelas expressões (2.6) e (2.7) :

$$I_{ef} = I_o \cdot \sqrt{d} \quad [A]; \quad (3.34)$$

$$d = \frac{(V_o + V_d)}{V_{m\acute{a}x}}; \quad (3.35)$$

Resulta em :

$$d = 0,27;$$

$$I_{ef} = 1,04 A;$$

A seção do condutor fica sendo então :

$$S = \frac{I_{ef}}{J} = 0,0026 \text{ cm}^2$$

escolhe-se o fio com seção de 0,003256 cm².

Cálculo do Produto de Áreas, (expressão (2.9)) :

$$A_e A_w = \frac{\Lambda \cdot S \cdot 10^4}{2 \cdot B_m \cdot K}; \quad (3.36)$$

Assumindo $B_m = 0,45 \text{ T}$ e $K = 0,3$, escolhido anteriormente, resulta :

$$A_e A_w = \frac{129,6 \cdot 10^{-6} \cdot 0,003256 \cdot 10^4}{2 \cdot 0,45 \cdot 0,3} = 0,0156 \text{ cm}^4$$

Seleciona-se o núcleo 14 x 9 x 5 da Phillips que possui :

$$A_e = 0,044 \text{ cm}^2 \text{ (área da seção transversal)}$$

$$l_m = 3,50 \text{ cm (comprimento do caminho magnético)}$$

Cálculo do número de espiras, expressão (2.10) :

$$N = \frac{\Lambda \cdot 10^4}{2 \cdot B_m \cdot Ae}; \quad (3.37)$$

Substituindo-se os valores resulta :

$$N = \frac{129 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4}{2 \cdot 0,45 \cdot 0,044} = 33$$

3.3.2 - CÁLCULO DAS PERDAS DO AMPLIFICADOR MAGNÉTICO E ELEVACÃO DE TEMPERATURA

3.3.2.1 - PERDAS NO FERRO

Recalcula-se $B_{\text{máx}}$ através da expressão (2.11) :

$$B_{\text{máx}} = \frac{\Lambda \cdot 10^4}{2 \cdot N \cdot Ae} \quad [\text{T}]; \quad (3.38)$$

$$B_{\text{máx}} = 0,446 \text{ T}$$

Com a expressão das perdas para o material do núcleo utilizado, (2.12) determina-se :

$$P_{\text{núcleo}} = 250 \times 10^{-6} \cdot (f^{1,3}) \cdot (B_{\text{máx}}^{1,70}) \cdot m \quad [\text{Watts}]; \quad (3.39)$$

$$P_{\text{núcleo}} = 250 \cdot 10^{-6} \cdot (100^3)^{1,3} \cdot (0,446)^{1,70} \cdot 2,021 \cdot 10^{-3}$$

$$P_{\text{núcleo}} = 0,405 \text{ Watts}$$

3.3.2.2 - PERDAS NO COBRE

São calculadas através da expressões (2.13) e (2.14).

$$P_{\text{cobre}} = I_e f^2 \cdot R_{ac} \quad [\text{Watts}]; \quad (3.40)$$

$$R_{ac} = (R_{ac}/R_{dc}) \cdot R_{dc} \quad [\Omega]; \quad (3.41)$$

R_{ac}/R_{dc} é encontrada no gráfico da figura 2.13 partir do valor $(D \cdot \sqrt{f})/2,54$. Para o condutor especificado $Diam = 0,064$ cm e $f = 100$ kHz, consultando a tabela correspondente resulta :

$$R_{ac}/R_{dc} = 1,15$$

E, dessa forma :

$$R_{ac} = 1,15 \cdot R_{dc}$$

R_{dc} é calculada estimando o comprimento total do condutor, que é calculado multiplicando-se o comprimento de uma espira pelo número total de espiras e este valor pela resistência do condutor por unidade de comprimento.

O comprimento de uma espira é obtido encontrando-se o diâmetro desta, que corresponde ao somatório do diâmetro do condutor com o diâmetro interno de uma espira. Assumindo que o enrolamento tenha uma única camada e que cada espira seja aproximadamente circular, o diâmetro interno de uma espira é igual a diagonal da seção cruzada do núcleo. Através da expressão [8], determina-se o diâmetro interno.

$$d_{int} = \sqrt{((OD - ID) / 2)^2 + (HT)^2} \text{ [cm]}; \quad (3.42)$$

$$d_{int} = \sqrt{((1,45 - 0,84) / 2)^2 + (0,55)^2} = 0,63 \text{ cm}$$

Onde :

OD - diâmetro externo [cm];

ID - diâmetro interno [cm];

HT - altura [cm].

Os parâmetros acima representam as dimensões do núcleo, conforme ilustrado na figura 3.4.

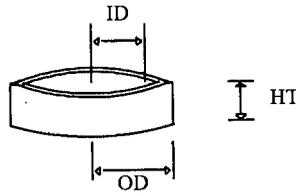


Fig. 3.4 Dimensões do núcleo do amplificador magnético.

O diâmetro de uma espira é levemente maior do que 0,63 cm, devido ao diâmetro do condutor. Portanto o diâmetro de uma espira será :

$$\text{desp} = \text{dint} + \text{dcond} \text{ [cm]}; \quad (3.43)$$

Para o condutor usado resulta :

$$\text{desp} = 0,63 + 0,071 = 0,70 \text{ cm}$$

A circunferência resulta :

$$\text{Circ} = \pi \cdot \text{desp} \text{ [cm]}; \quad (3.44)$$

$$\text{Circ} = 2,2 \text{ cm}$$

A resistência do condutor é obtida consultando-se uma tabela de fios e tem seu valor em 0,000530 Ω/cm e, portanto, a resistência nos enrolamentos será :

$$\text{Rdc} = \text{N} \cdot \text{Circ} \text{ [} \Omega/\text{cm} \text{]}; \quad (3.45)$$

$$\text{Rdc} = 33 \cdot 2,2 \cdot 0,00053 = 0,038478 \Omega$$

Portanto :

$$\text{Rac} = 1,15 \cdot 0,038478 = 0,04425$$

As perdas nos enrolamentos podem daí ser encontradas :

$$\text{Pcobre} = 1,04^2 \cdot 0,04425$$

$$\text{Pcobre} = 0,04786 \text{ Watts}$$

Com isto, calcula-se as perdas totais (2.17).

$$P_{\text{totais}} = P_{\text{núcleo}} + P_{\text{cobre}} \text{ [Watts]}; \quad (3.46)$$

$$P_{\text{totais}} = 0,45285 \text{ Watts}$$

3.3.2.3 - CÁLCULO DA ELEVAÇÃO DE TEMPERATURA :

A elevação de temperatura é determinada com a expressão (2.18) :

$$\Delta T_{\text{Telev}} = 450 \cdot \left(\frac{P_{\text{totais}}}{A_s} \right)^{0,826} \text{ [} ^\circ\text{C]}; \quad (3.47)$$

P_{totais} - representam as perdas totais e A_s , a superfície do reator saturável.

A superfície é estimada assumindo uma forma cilíndrica do núcleo. Para o núcleo escolhido tem-se :

Diâmetro :

$$\text{Dia} = \text{OD} + 2 \text{ Diam} \text{ [cm]}; \quad (3.48)$$

$$\text{Dia} = 1,45 + 2 \cdot 0,064 = 1,578 \text{ cm};$$

Altura :

$$h = \text{HT} + 2 \text{ Diam} \text{ [cm]}; \quad (3.49)$$

$$h = 0,55 + 2 \cdot 0,064 = 0,678 \text{ cm}$$

A área resulta :

$$A_s = 2 \cdot \pi \cdot (\text{Dia} / 2)^2 + \pi \cdot \text{Dia} \cdot h \text{ [cm}^2 \text{]}; \quad (3.50)$$

$$A_s = 2 \cdot \pi \cdot (1,578 / 2)^2 + \pi \cdot 1,578 \cdot 0,678 = 7,27 \text{ cm}^2$$

Com isso, calcula-se a elevação de temperatura :

$$\Delta T_{\text{Telev}} = 450 \cdot \left(\frac{0,45285}{7,27} \right)^{0,826} = 45,43 \text{ } ^\circ\text{C}$$

3.3.3 - CIRCUITO DE CONTROLE DO AMPLIFICADOR MAGNÉTICO

3.3.3.1 - CIRCUITO DE RESET

Cálculo da corrente de reset :

A partir das expressões (2.19) e (2.20), tem-se :

$$I_c = \frac{H_r \cdot l_e}{0.4\pi \cdot N} \quad [A]; \quad (3.51)$$

$$H_r = \frac{0,1502 \cdot (f)^{0.57} \cdot \Lambda^{0.7}}{(N \cdot Ae)^{0.7}} \quad [Oe]; \quad (3.52)$$

Por se possuir o dado de catálogo do núcleo utilizado, H_r é obtido diretamente deste ref. [18]. Sendo assim calcula-se apenas I_c . O valor de H_r utilizado é 0,4398 Oe.

$$I_c = \frac{0,4398 \cdot 3,5}{0,4 \cdot \pi \cdot 33} = 0,037 \text{ A}$$

3.3.3.2 - ESCOLHA DO TRANSÍSTOR DE RESET

A exigência para o transistor é que a máxima tensão de coletor seja maior que o pico de tensão coletor-emissor ao qual ficará exposto o transistor, bem como que o seu ganho seja bastante alto para que, assim, o ganho imposto ao transistor através dos resistores R1, R2 e R3 independa deste, e juntamente com isso, deve suportar a corrente e dissipação de calor aos quais ficará exposto. Foi escolhido do TIP 127 da Motorola PNP Darlington. Este tem especificada uma máxima tensão emissor coletor de 100 V e um ganho típico de corrente de 1000 entre base emissor. Na fig. 2.14 o transistor está ilustrado no circuito.

3.3.3.3 - AQUECIMENTO DO TRANSÍSTOR

A dissipação de potência do transistor é o produto da corrente de reset pela tensão média emissor coletor neste. A tensão média é encontrada da seguinte maneira :

Encontra-se a tensão-emissor coletor para o intervalo de desmagnetização do núcleo e o próximo período, e faz-se a média destes dois valores. Para cada período a tensão-emissor coletor resulta da soma da tensão de emissor com a de coletor.

Durante o período de desmagnetização do núcleo, a tensão no coletor em relação à terra resulta da diferença da tensão do secundário do transformador pela tensão média do ampmag. No próximo período, o coletor está aterrado devido o diodo D4 fig. 2.14.

A tensão média no ampmag é encontrada dividindo-se Λ pelo tempo de desmagnetização, neste caso $5\mu\text{s}$ que resulta em $129,6\ \mu\text{s} / 5\mu\text{s} = 26\ \text{V}$. Desse modo a tensão de coletor resulta em $60 - 26 = 34\ \text{V}$. Adicionando-se este valor à tensão de emissor que corresponde a $15\ \text{V}$ resulta em $49\ \text{V}$ a tensão emissor coletor no período de desmagnetização. No próximo período ela fica em $15\ \text{V}$. Deste modo para um período completo tem-se $(49 + 15) / 2 = 32\ \text{V}$ de tensão média.

Multiplicando-se este valor pela corrente I_c , tem-se a potência média de dissipação resultando assim em $1,184\ \text{W}$.

Considerando-se uma elevação de temperatura de $30^\circ\text{C}/\text{W}$ e $1^\circ\text{C}/\text{W}$ R_{cd} (resistância térmica cápsula-dissipador), R_{da} (resistância térmica dissipador-ambiente) é encontrada pela expressão 3.53. A resistância térmica (junção-cápsula) para o transistor escolhido corresponde a $1,92\ ^\circ\text{C}/\text{W}$.

$$R_{da} = \frac{\Delta T_{ja}}{P_{m\u00e9dia}} - R_{cd} - R_{jc} \quad [^\circ\text{C}/\text{W}] \quad (3.53)$$

que resulta em :

$$R_{da} = \frac{30}{1,184} - 1 - 1,92 = 22,42\ ^\circ\text{C}/\text{W}$$

3.3.3.4 - CÁLCULO DO RESISTOR R1

Pela equação (2.21), define-se o valor de R1 :

$$R1 = \frac{1}{I_r} \cong 27\ \Omega$$

3.3.3.5 - CÁLCULO DOS RESISTORES R2 E R3

São determinados pelas expressões (2.22) e (2.23) :

$$R2 = \frac{V_{BE}(sat)}{IR2} \quad [\Omega]; \quad (3.54)$$

$$R3 = \frac{5 - V_{BE}(sat)}{IR2} \quad [\Omega]; \quad (3.55)$$

Substituindo-se os valores resulta :

$$R2 = \frac{1,35}{2 \cdot 10^{-3}} \cong 680 \Omega$$

$$R3 = \frac{5 - 1,35}{2 \cdot 10^{-3}} = 1800 \Omega$$

3.3.3.6 - CÁLCULO DOS RESISTORES R4 E R5

Substituindo-se os valores nas expressões (2.24) e (2.25) :

$$R4 = \frac{V_o - V_{ref}}{1mA} \quad [\Omega]; \quad (3.56)$$

$$R5 = \frac{V_{ref}}{1mA} \quad [\Omega]; \quad (3.57)$$

Resulta :

$$R4 = \frac{15 - 2,5}{1 \cdot 10^{-3}} = 12,5 \text{ k}\Omega$$

$$R5 = \frac{2,5}{1 \cdot 10^{-3}} = 2,5 \text{ k}\Omega$$

3.3.3.7 - CÁLCULO DA FREQUÊNCIA DE CORTE DA SAÍDA DO MODULADOR MAIS FILTRO

Determina-se primeiramente a frequência de corte através da expressão (2.26) :

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \text{ [Hertz]}; \quad (3.58)$$

Onde o valor crítico da indutância de saída L_s é obtido através da seguinte expressão [8] :

$$L_s = \frac{V_o \cdot (1-d) \cdot T}{2 \cdot I_{mín}} \text{ [} \mu\text{H]}, \text{ } I_{mín} = 10 \% \text{ da plena carga}; \quad (3.59)$$

Substituindo-se os respectivos valores resulta :

$$L_s = \frac{15 \cdot (1 - 0,213) \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 0,2} = 295 \mu\text{H}$$

Como o valor encontrando anteriormente para L_s é menor que o recalculado, o primeiro é desprezado. Com isso se faz necessário recalcular os valores do núcleo, bem como número de espiras e o entreferro. Considerando o valor de indutância de 295 μH e, procedendo de forma análoga ao já feito no item 3.2.3, resulta :

$$A_e A_w = 0,5057 \text{ cm}^4, \text{ Núcleo E 30 / 14 Thorton}$$

$$N = 50 \text{ espiras}$$

$$l_g/2 = 0,64 \text{ mm}$$

Obtido L_s e o valor do capacitor usado como filtro de saída, encontra-se f_c .

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{295 \cdot 10^{-6} \cdot 1000 \cdot 10^{-6}}} = 293 \text{ Hz}$$

3.3.3.8 - CÁLCULO DO GANHO E DE R6 E C2

Utilizando-se as expressões (2.28), (2.29), (2.32) para encontrar o ganho de cada uma das funções de transferência resulta :

Reset :

$$FR_{\Delta} = \frac{R2}{(R2 + R3).R1}; \quad (3.60)$$

$$FR = \frac{680}{(680 + 1800).27} = 0,0101553$$

Função Modulador :

$$FM = \frac{0.4\pi.\mu m.N^2.Ae^2.f}{le.Vmáx.10^8}; \quad (3.61)$$

A permeabilidade média é determinada pela seguinte expressão (2.30) :

$$\mu m = \frac{\Delta B^2.f}{Kc.PL.10^6}.2,2046 \text{ [Gauss/ Oested]}; \quad (3.62)$$

ΔB é calculado pela expressão (2.31) :

$$\Delta B = \frac{Vmáx.10^8}{N.Ae.f} \left(Dmáx - \frac{Vo + Vd}{Vmáx} \right); \quad (3.63)$$

$$\Delta B = \frac{60.10^8}{33.0,44.100^3} \left(0,45 - \frac{15+1}{60} \right) = 7575 \text{ Gauss}$$

PL é calculado através da fórmula das perdas no núcleo considerando-se

$B_m = \Delta B/20000$ e dividindo-se este valor pela sua massa.

Desse modo

$$B_m = 0,37875 \text{ T}$$

$$PL = 250 \times 10^{-6} \cdot (f^{1,3}) \cdot (B_{\text{máx}}^{1,70}); \quad (3.64)$$

$$PL = 250 \cdot 10^{-6} \cdot (100^3)^{1,3} \cdot 0,37875^{1,70} = 151,75$$

$$\mu m = \frac{7575^2 \cdot 100^3}{1,08 \cdot 151,75 \cdot 10^6} \cdot 2,2046 = 77187$$

Portanto :

$$FM = \frac{0,4\pi \cdot 77187 \cdot 33^2 \cdot 0,044 \cdot 100^3}{3,50 \cdot 60 \cdot 10^8} = 22,13$$

Por último, determina-se FF :

$$FF = 60$$

e :

$$G = FR \cdot FM \cdot FF; \quad (3.65)$$

$$G = 0,0101553 \cdot 22,13 \cdot 60 = 13,48$$

Encontrado o ganho G, determina-se a frequência do modulador/ filtro através da expressão (2.27) :

$$f_{\text{mod/fil}} = f_c \cdot \sqrt{1+G}; \quad (3.66)$$

Substituindo-se os valores resulta :

$$f_{\text{mod / fil}} = f_{\text{mod / fil}} = 293 \cdot \sqrt{1+13,48} = 1115$$

Com isto, determina-se o ganho de realimentação, Gr onde :

$$Gr \cong 0,1f / f(\text{mod / fil}) \quad (3.67)$$

$$Gr = 0,1 \cdot 100^3 / 1115 \cong 9$$

E, com isto R6 e C2 onde :

$$R6 = Gc.R4 [\Omega]; \quad (3.68)$$

$$C2 = \frac{1}{2. \pi. (f \text{ mod/ fil}). R6} [\text{nF}]; \quad (3.69)$$

Substituindo os valores resulta :

$$R6 = 9.12,5 \text{ k}\Omega \cong 120 \text{ k}\Omega$$

$$C2 = \frac{1}{2. \pi. 1115.120.10^3} = 1,2 \text{ nF}$$

3.4 - RESULTADO FINAL DE PROJETO

Uma vez realizados todos os cálculos para o projeto dos componentes da estrutura, apresenta-se a seguir uma lista destes. Procurou-se detalhar o dimensionamento dos principais elementos, como foi dito no início do capítulo, e uma ênfase maior ao amplificador magnético, que é o objetivo do estudo, omitindo-se, assim, alguns elementos que também fazem parte do circuito.

3.4.1 - LISTA DE MATERIAIS DO CONVERSOR COM AMPLIFICADOR MAGNÉTICO

3.4.1.1 - FILTRO DE ENTRADA

1 capacitor eletrolítico de 100 μ F/ 400 volts, série SLS, ICOTRON
4 diodos retificadores SK3 G04, SEMIKRON

3.4.1.2 - INTERRUPTORES PRINCIPAIS

2 mosfets IRF 740, MOTOROLA
2 dissipadores KP2, 2cm

3.4.1.3 - DESMAGNETIZAÇÃO DO TRANSFORMADOR

2 diodos rápidos MUR 840, MOTOROLA

3.4.1.4 - TRANSFORMADOR PRINCIPAL

1 núcleo do tipo E 42 /20, IP 10, THORTON

3.4.1.5 - SAÍDAS DO CONVERSOR DE 5 V E 15 V

2 diodos MUR 1505, MOTOROLA
2 diodos MUR 410, MOTOROLA
2 dissipadores KP2, 2cm

3.4.1.6 - FILTROS DE SAÍDA

1 capacitor de 1000 μ F/ 25 volts, série HFC, ICOTRON
7 capacitores de 2200 μ F/16 volts, série HFC, ICOTRON
2 núcleos do tipo E 30 /14, IP 10, THORTON

3.4.1.7 - COMANDO DE GATE DO MOSFET

1 resistor de 12 Ω

1 diodo zener 1N4747

5 diodos 1N4148

1 resistor de 3,3 K Ω

1 resistor de 1 K Ω

1 capacitor de 1,2 nF

1 transistor BC 337

2 transistores BC 556

2 diodos zener 1 N 965

2 resistores de 680 Ω

1 núcleo toroidal NT 15 IP6 (transformador de pulso)

3.4.1.8 - CIRCUITO SNUBER PARA OS MOSFETS

2 diodos MUR 840, MOTOROLA

2 capacitores 0.25 nF / 400 volts, série TACF, ICOTRON

2 resistores de 3,3 K Ω

3.4.1.9 - CIRCUITOS DE PROTEÇÃO

3.4.1.9.1 - SOBRETENSÃO

1 diodo zener de 5,1 volts, 1N4733

1 resistor de 1 K Ω

1 capacitor de 100 μ F

1 TIC 106 D

3.4.1.9.2 - SOBRECORRENTE

1 TIC 106 D

1 capacitor de 56 nF

1 resistor de 10 Ω

1 resistor de 1 K Ω

1 potenciômetro de precisão de 2 K Ω

1 resistor de 180 Ω

1 resistor de 330 Ω

1 resistor de 4,7 K Ω

1 transistor de BC 556, PNP

1 núcleo NT10, IP6, THORTON

3.4.1.10 - CIRCUITO DE PARTIDA SUAVE (SOFT START)

2 diodos 1 N4001

1 resistor de 200 K Ω

1 capacitor de 4,7 μ F

3.4.1.11 - CIRCUITO DE CONTROLE PWM

1 circuito integrado 3524

1 resistor de 10 K Ω

1 resistor de 82 K Ω

1 resistor de 3,9 K Ω

1 capacitor de 33 nF

1 capacitor de 3,9 nF

1 resistor de 10 K

1 capacitor de 1 nF

3.4.1.12 - LIMITAÇÃO DA CORRENTE DE PARTIDA (INRUSH CURRENT)

1 termistor de 10 Ω

3.4.1.13 - PÓS - REGULAÇÃO COM INTERRUPTOR MAGNÉTICO

1 núcleo toroidal com $AeAW \geq 0.0156 \text{ cm}^4$ Philips 14X9X5 ou similar

3.4.1.14 - CONTROLE DO INTERRUPTOR MAGNÉTICO

1 transistor MJD 117 PNP, Darlington, ou similar

1 TL 431, MOTOROLA

1 resistor de 27 Ω

1 resistor de 680 Ω

1 resistor de 1800 Ω

1 resistor de 12.5 k Ω

1 resistor de 2.5 k Ω

1 resistor de 120 k Ω

1 capacitor de 1.2 nF

1 diodo 1N4148

1 diodo MUR 115

Na figura 3.15 é apresentado o circuito completo do conversor implementado.

3.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi realizado um exemplo de projeto do conversor Forward de duas saídas, com o amplificador magnético, tomando-se como base a metodologia apresentada anteriormente.

Foi dada uma ênfase maior ao projeto do amplificador magnético, especificando-se o núcleo utilizado, número de espiras e também o seu circuito de controle, projetando-se todos os seus elementos.

Uma lista de materiais dos componentes utilizados é apresentada, bem como o circuito completo do conversor.

4 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAÇÃO

4.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados inicialmente alguns resultados de simulações, realizadas com o programa SABER, com o objetivo de testar o princípio de funcionamento do amplificador magnético, e de alguns de seus elementos específicos.

Posteriormente se apresentam os resultados experimentais sobre o protótipo implementado em conformidade com o projeto completo apresentado no capítulo anterior.

4.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Buscando-se verificar o comportamento do amplificador magnético como elemento de pós-regulação foi simulado o circuito mostrado na figura 4.1.

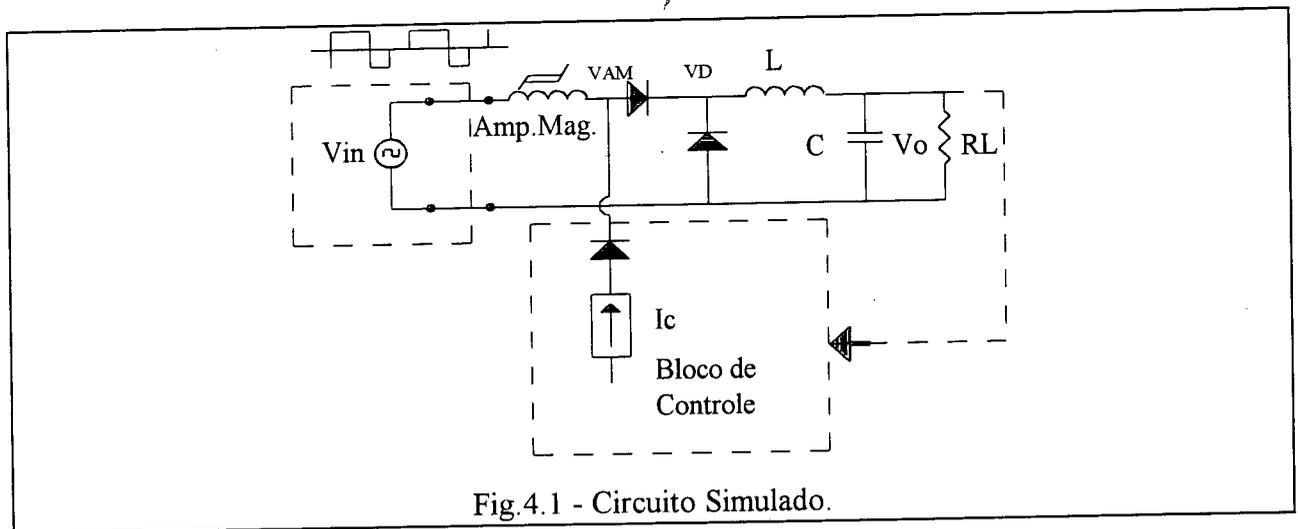


Fig.4.1 - Circuito Simulado.

Para simplificar a estrutura a ser implementada, o secundário do transformador foi substituído por uma bateria equivalente.

Inicialmente o bloco de controle não está atuando sobre o amplificador magnético ($Ampmag$) ou seja, $I_c = 0$. Para esta situação tem-se a máxima largura do pulso permitida pelo $Ampmag$. Apesar disso, esta tem um pequeno decréscimo, que corresponde ao tempo mínimo de bloqueio do $Ampmag$. Sendo assim haverá, ainda que pequena, uma diminuição da largura do pulso.

Considerando-se a carga constante, injeta-se uma corrente pelo bloco de controle. Observa-se, então, que a largura do pulso sofre uma diminuição e, conseqüentemente, a tensão média na carga também diminui. Aumentando-se ainda mais a corrente que se injeta no enrolamento do núcleo, menor é a largura do pulso e também a tensão na carga, o que permite dizer que quanto maior a corrente injetada, maior será o bloqueio do pulso aplicado sobre o Ampmag. e, conseqüentemente, menor sua largura e a tensão na carga.

Desse modo observa-se que para uma carga constante, pode-se variar a tensão sobre a mesma, bastando apenas injetar corrente no Ampmag em maior ou menor intensidade.

As figuras 4.2 e 4.3 ilustram os três casos que foram descritos. Observa-se a redução da largura do pulso e, em seguida, da tensão na carga.

Por outro lado, o processo inverso pode ser aplicado. Neste caso, ao invés de a carga permanecer fixa, esta é variável e, atuando-se com o bloco de controle, injeta-se mais ou menos corrente, de modo que o núcleo bloqueie o pulso por um maior ou menor tempo, a fim de manter a tensão na carga constante para as variações desta. Neste caso se estará fazendo a regulação propriamente dita da tensão na carga.

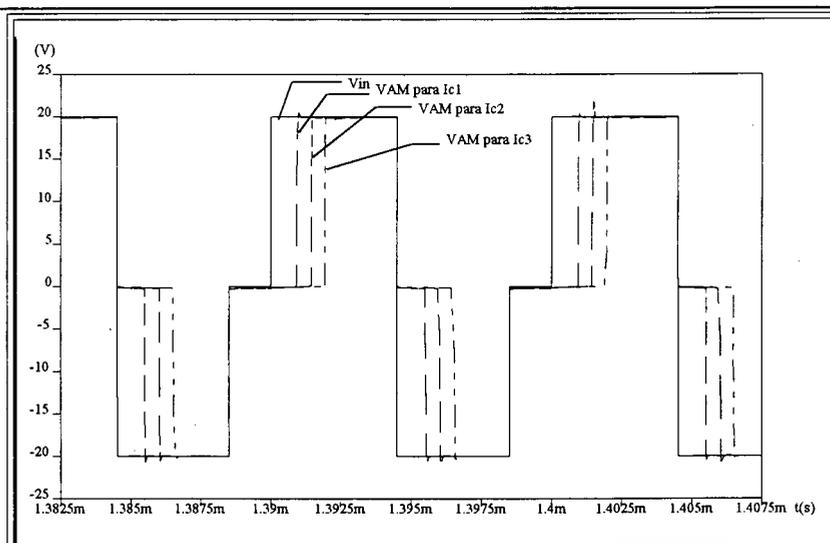


Fig.4.2 - Tensão V_{in} e VAM para os três valores distintos de I_c .

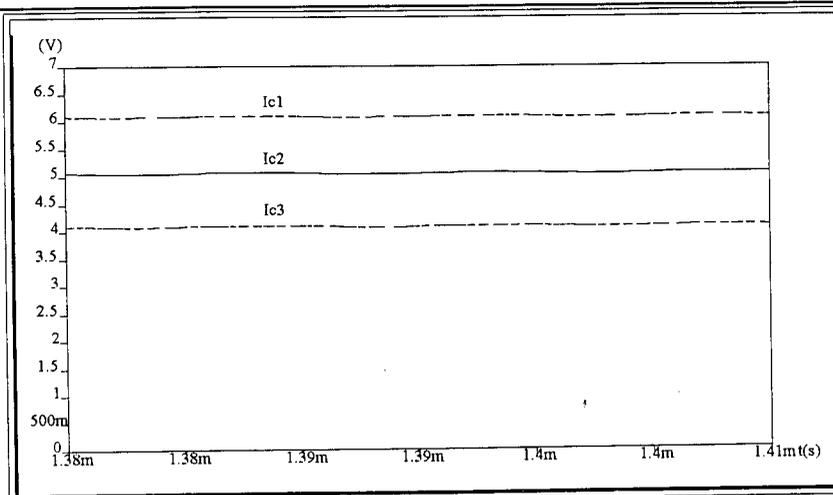


Fig.4.3 - Tensão V_o para os três valores de I_c ($I_{c3} > I_{c2} > I_{c1}$).

Pode-se observar também o laço de histerese para os três casos através das figuras 4.4, 4.5 e 4.6:

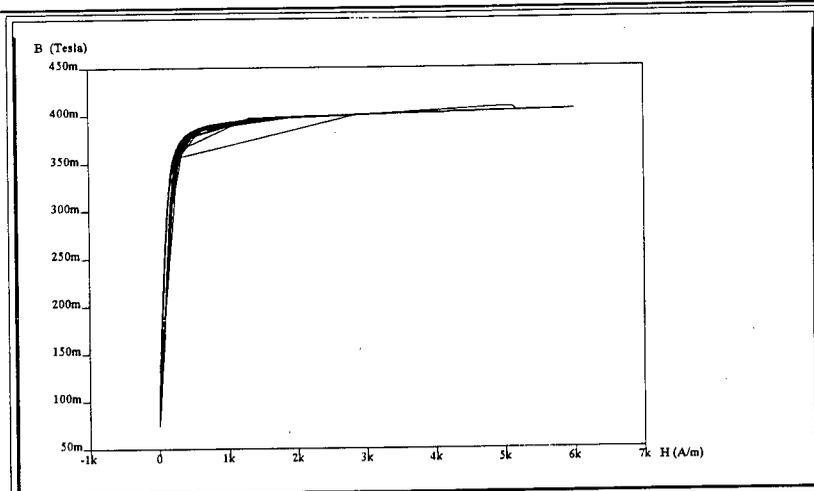


Fig.4.4 - Laço de histerese B-H para I_{c1} .

Nota-se que quanto maior a corrente injetada enrolamento do núcleo, maior é o caminho percorrido na curva B-H do núcleo até atingir a saturação, o que conseqüentemente incrementa o tempo de bloqueio do pulso de tensão. É baseado nesse fenômeno que tem-se um maior ou menor bloqueio do pulso, já que a corrente injetada serve para aumentar ou diminuir este laço, o que consiste na dessaturação do núcleo. Quanto mais este for dessaturado, maior será o laço de histerese e o bloqueio do pulso aplicado o que ocasiona um tempo de bloqueio maior e uma diminuição da tensão na carga.

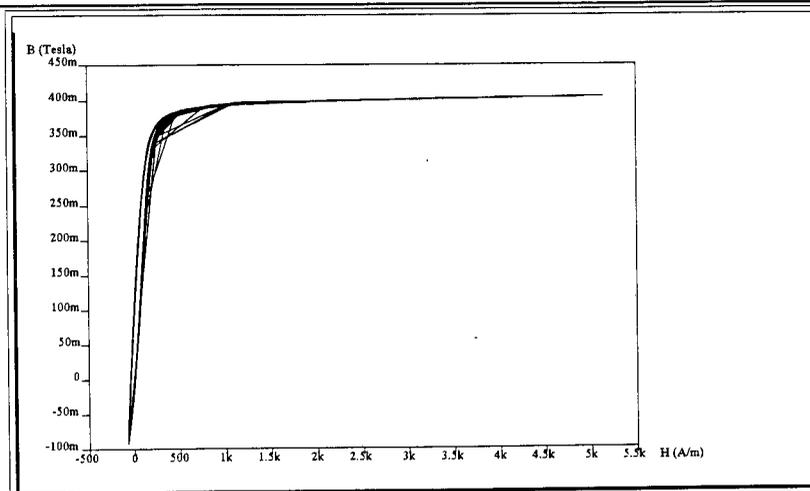


Fig.4.5 - Laço de histerese B-H para Ic2.

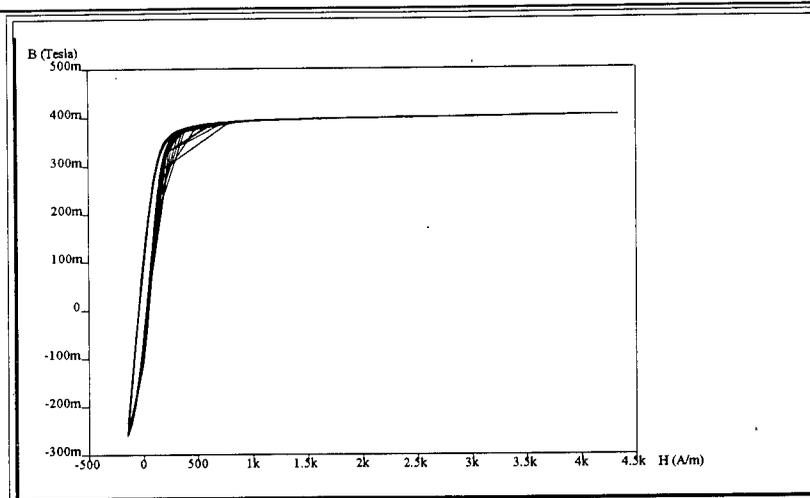


Fig.4.6 - Laço de histerese B-H para Ic3.

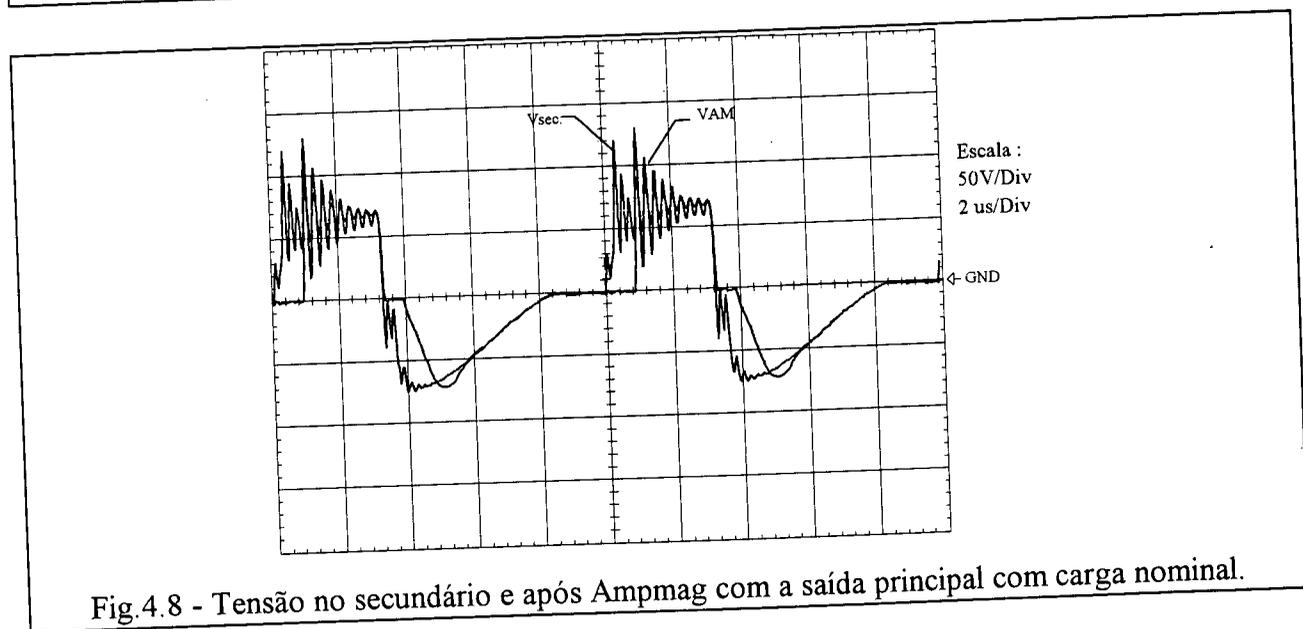
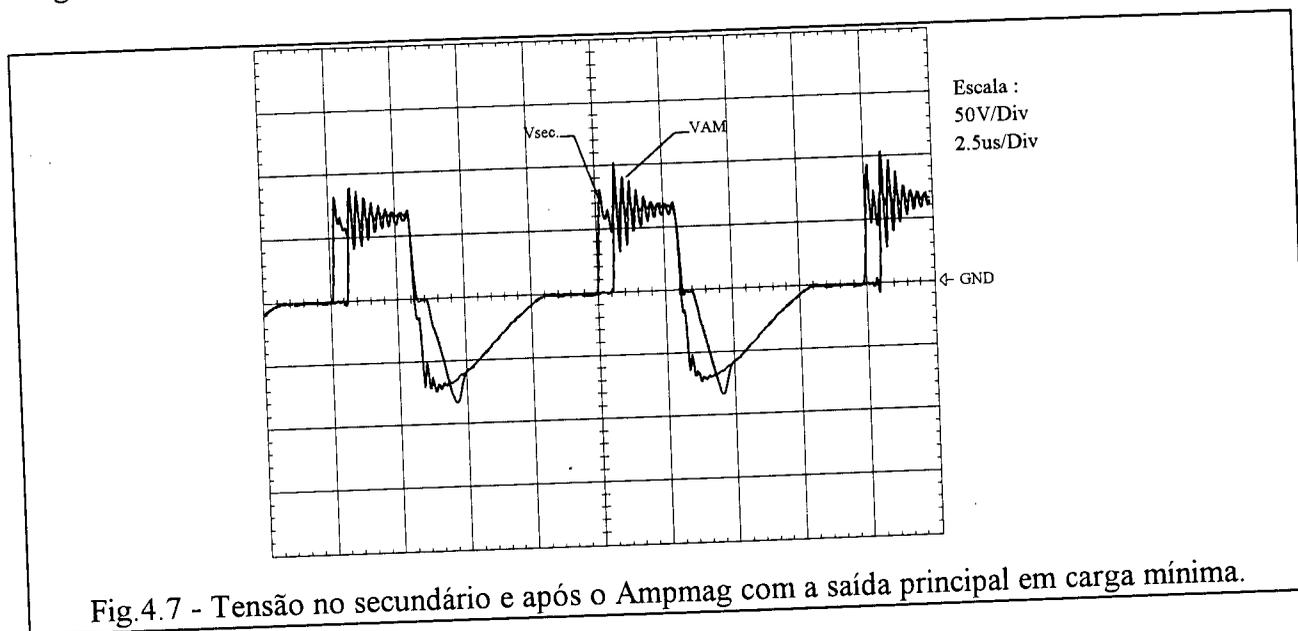
4.3 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Da montagem da estrutura proposta e projetada no capítulo precedente foram obtidos vários resultados experimentais que confirmaram o princípio de funcionamento do Ampmag., bem como a sua atuação como elemento de pós-regulação, quando neste há a atuação do circuito de controle.

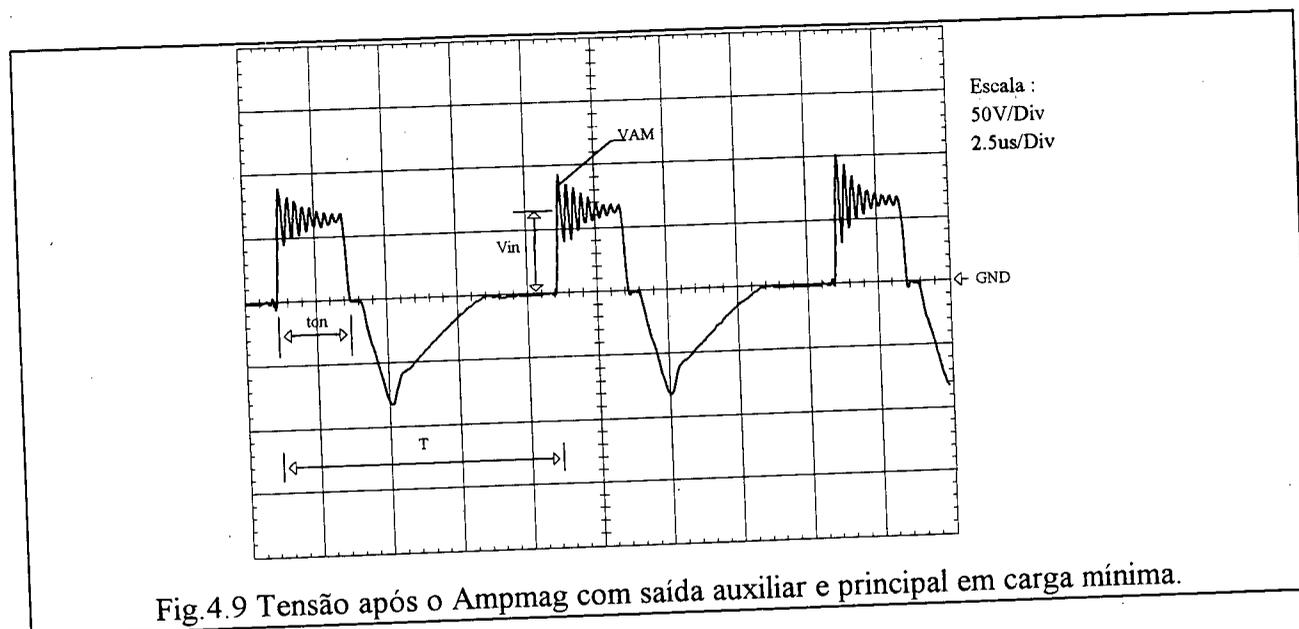
Fazendo-se uma comparação entre as formas de onda da tensão de saída do secundário do transformador com a tensão existente após o Ampmag nota-se que este, para manter um dado nível de tensão na carga, faz um bloqueio parcial do pulso de tensão. Isto pode ser constatado

tanto quando a saída principal opera com carga nominal como com baixa carga ou valores intermediários entre estes extremos.

As figuras 4.7 e 4.8 ilustram a tensão de saída do secundário e a tensão após o Ampmag, para dois casos de carga na saída principal, considerando-se a saída auxiliar com 50 % da sua carga nominal.



Por outro lado, pode-se identificar na figura 4.9, as diferentes variáveis que determinam a atuação do Ampmag como regulador de tensão de saída do conversor.



A tensão de saída do conversor é expressa por :

$$V_o = \frac{V_{in} \cdot t_{on}}{T}; \text{ (Volts)} \quad (4.1)$$

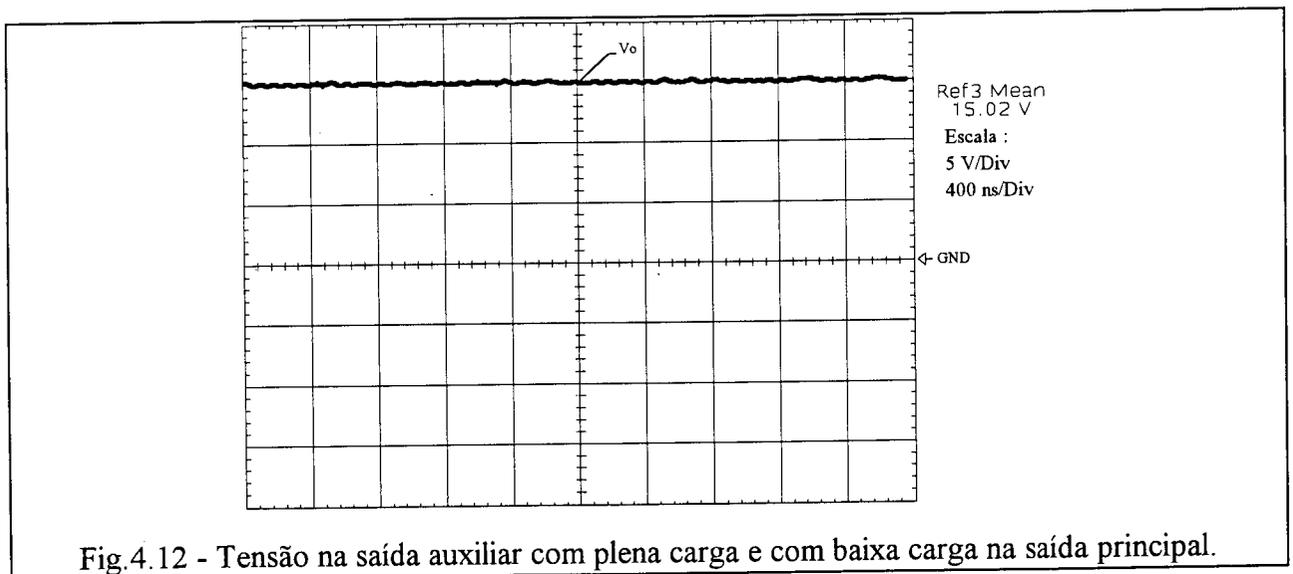
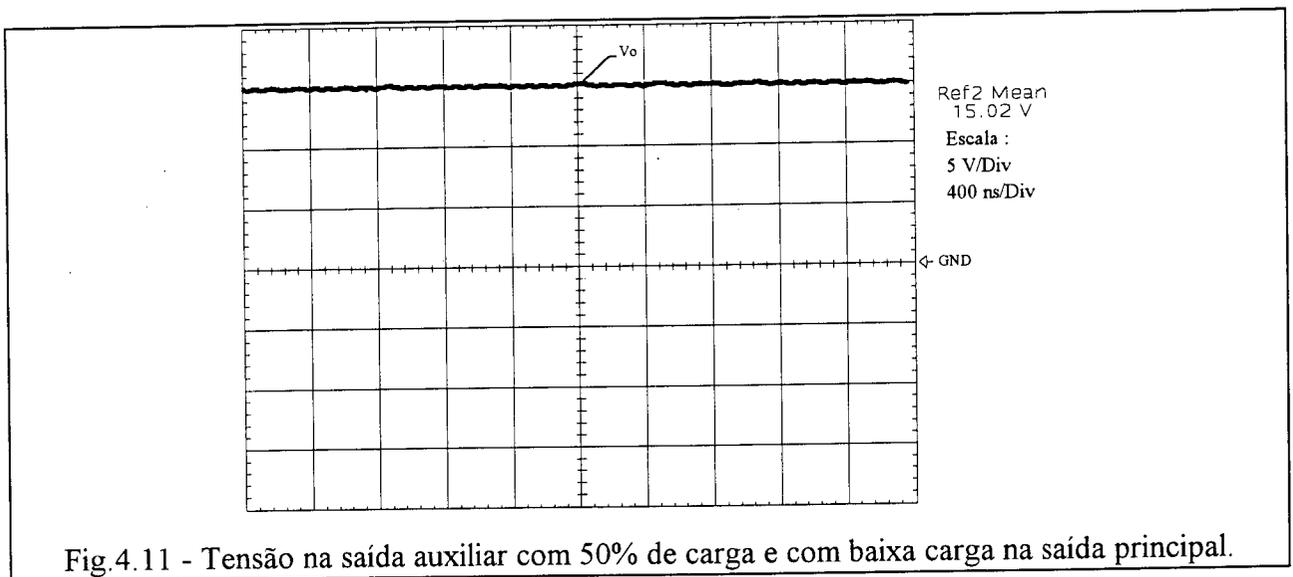
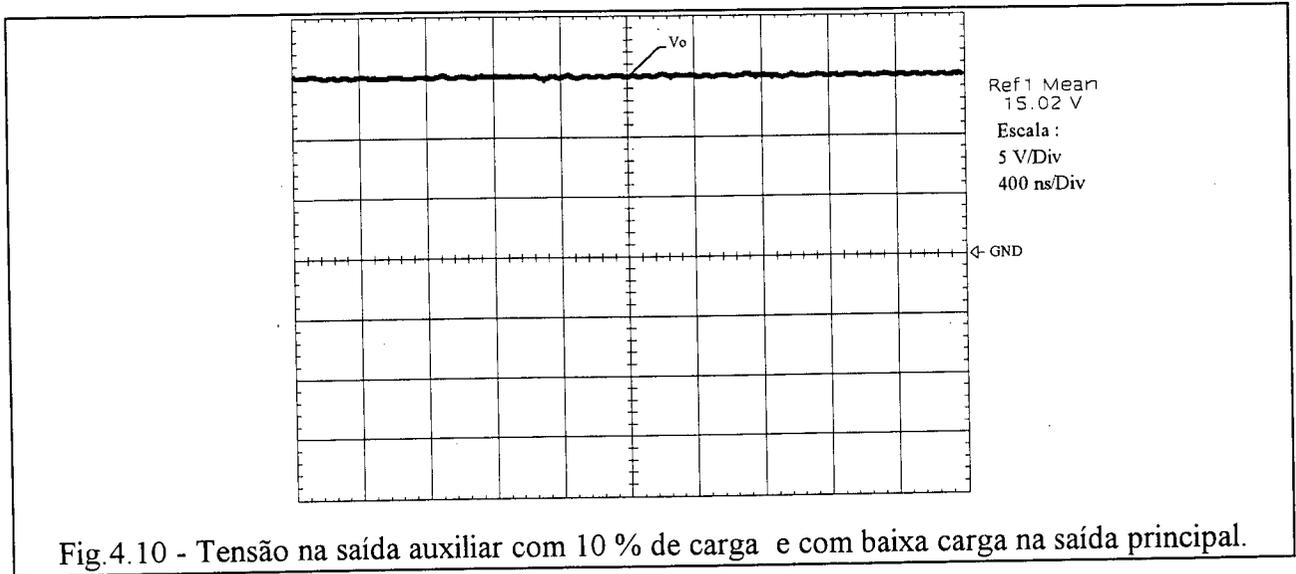
Da figura 4.9 tem-se $V_{in} = 60$ Volts, $t_{on} = 2,5 \mu s$ e $T = 10 \mu s$.

Assim :

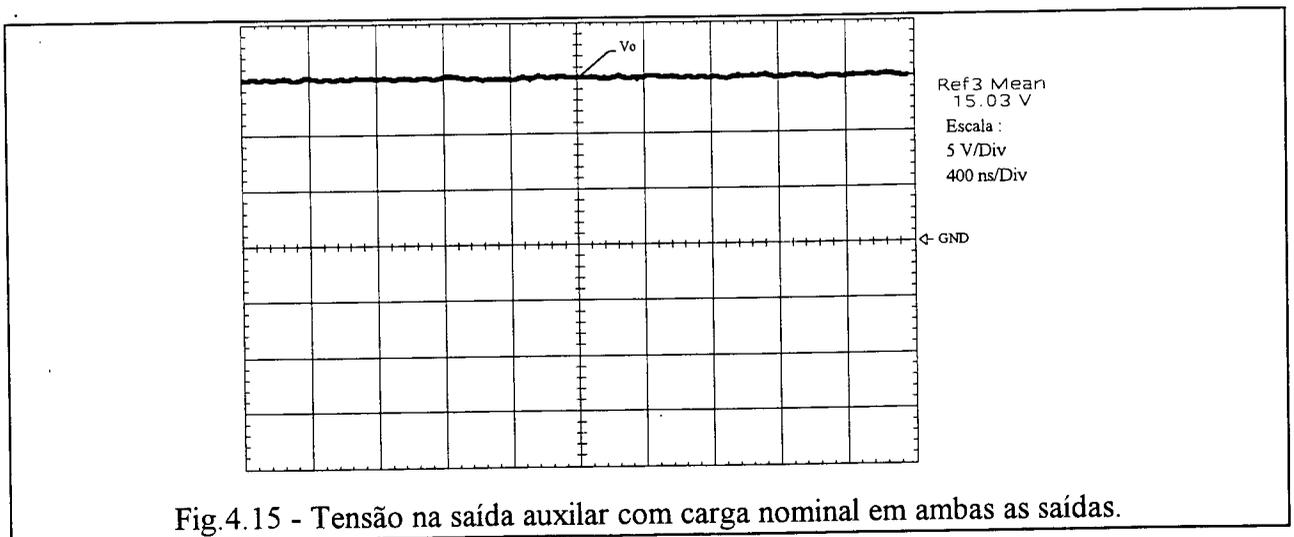
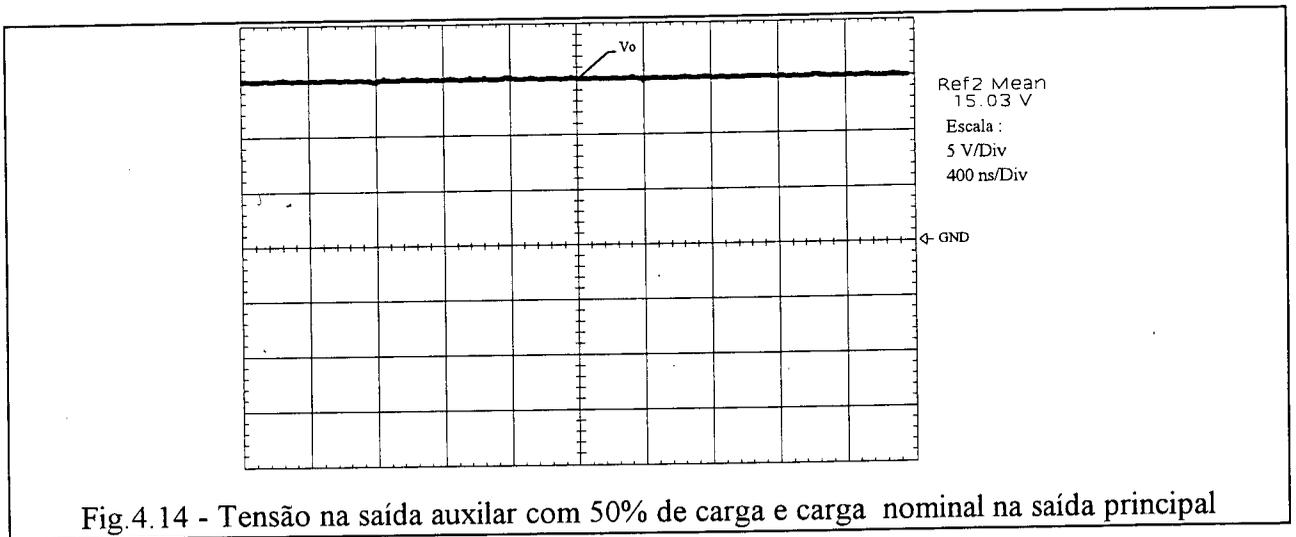
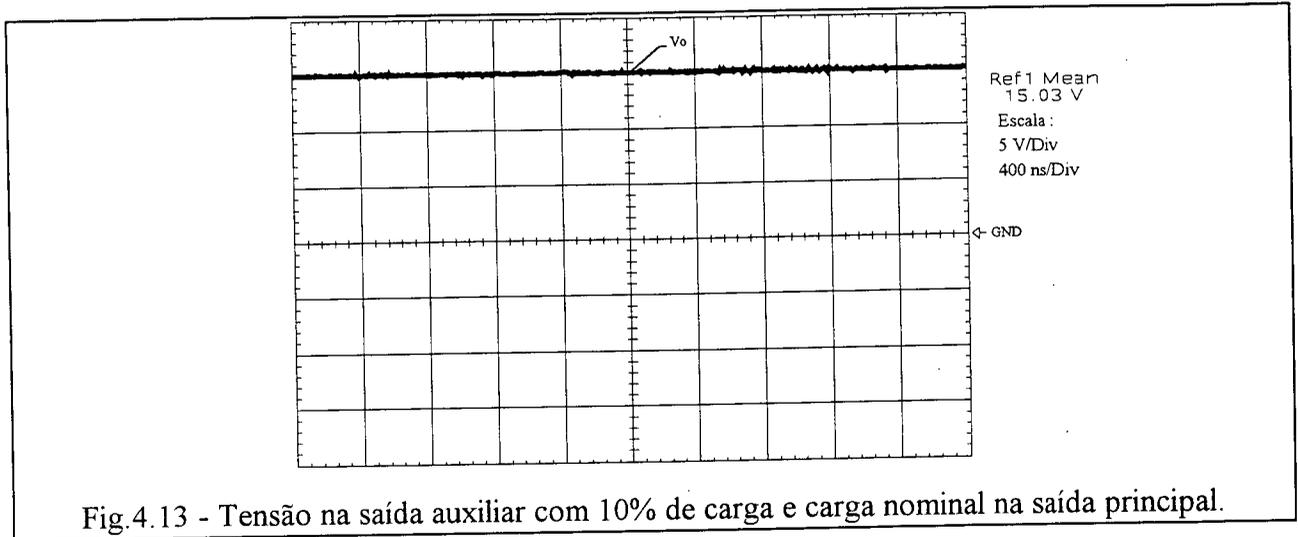
$$V_o = \frac{60 \cdot 2,5}{10} = 15 \text{ Volts};$$

Pode-se observar também o comportamento da tensão na carga quando a saída principal opera com baixa carga e na saída auxiliar ocorre uma variação de carga, desde 10% a 50% e 100%. Observa-se claramente que a tensão se mantém constante para os três casos. O mesmo ocorrendo quando na saída principal tem-se carga nominal.

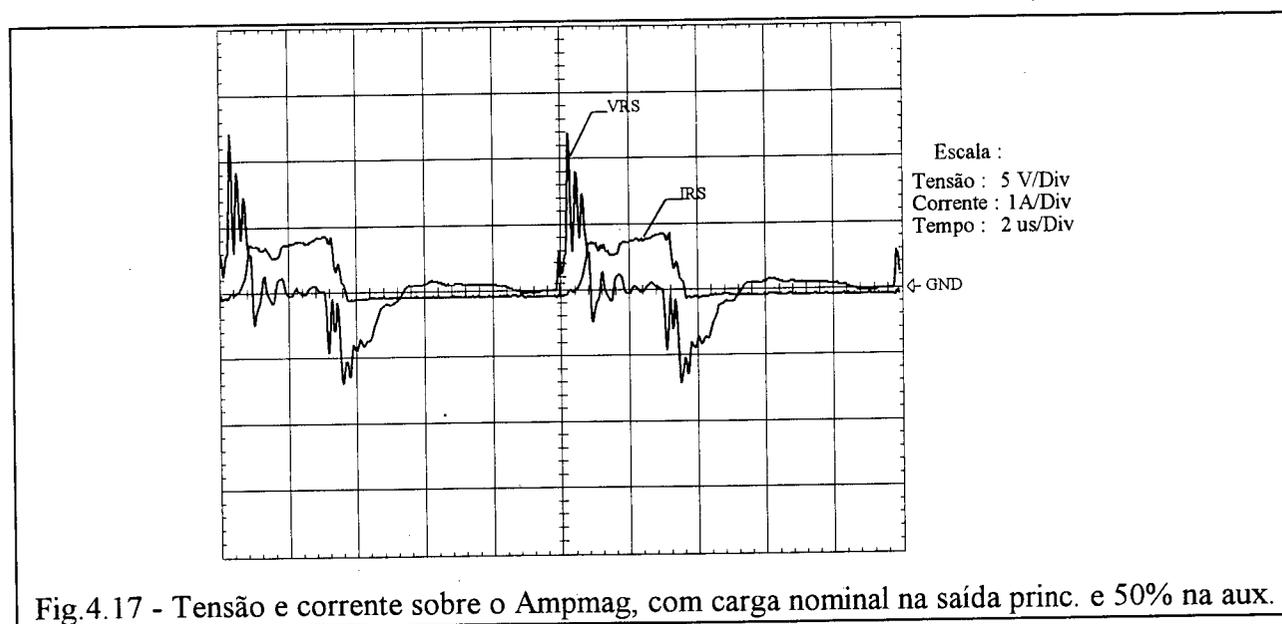
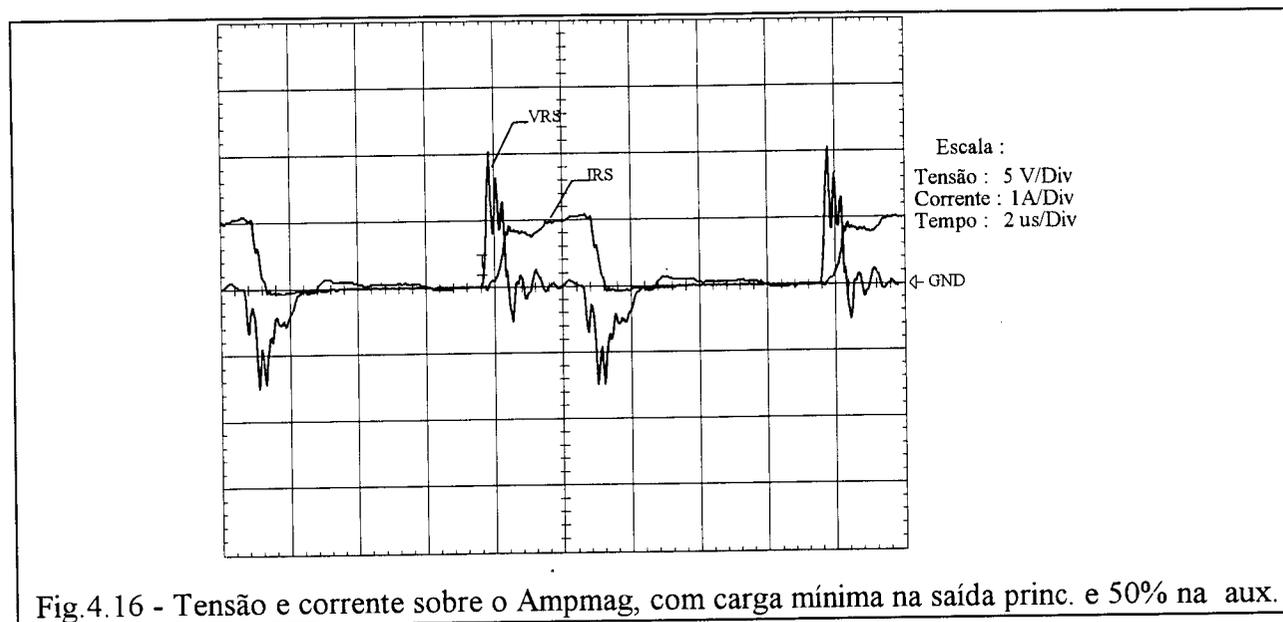
As figuras 4.10, 4.11 e 4.12 ilustram a tensão na saída regulada pelo amplificador magnético para os três casos citados acima, tanto quando a saída principal está em baixa carga, como com carga nominal.



Nas figuras 4.13, 4.14 e 4.15 são mostradas as tensões na saída regulada pelo amplificador magnético, para as mesmas variações de carga, quando a saída principal está com carga nominal.



Pode ser observada também a "condução" e o "bloqueio" do amplificador magnético através das figuras 4.16 e 4.17. Quando este está conduzindo corrente, a tensão sobre ele é próxima a zero e, do contrário, tem um nível alto.



A fim de se observar a atuação da regulação da tensão na carga quando esta sofre variações, são mostrados a seguir os transitórios da tensão de saída. Para tal considerou-se a carga variando de um valor correspondente a 37,5 % de carga até 80%, na saída auxiliar, com a saída principal se mantendo constante com carga mínima.. É mostrado inicialmente o acréscimo de carga e em seguida, a sua retirada. As figuras 4.18 e 4.19 ilustram estas situações.

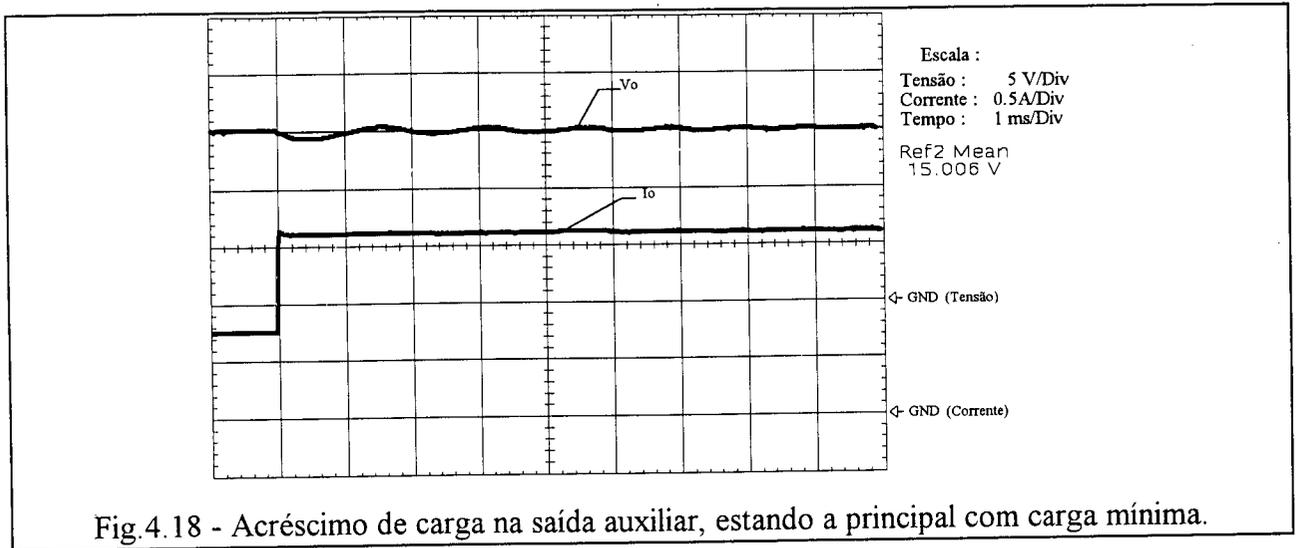


Fig.4.18 - Acréscimo de carga na saída auxiliar, estando a principal com carga mínima.

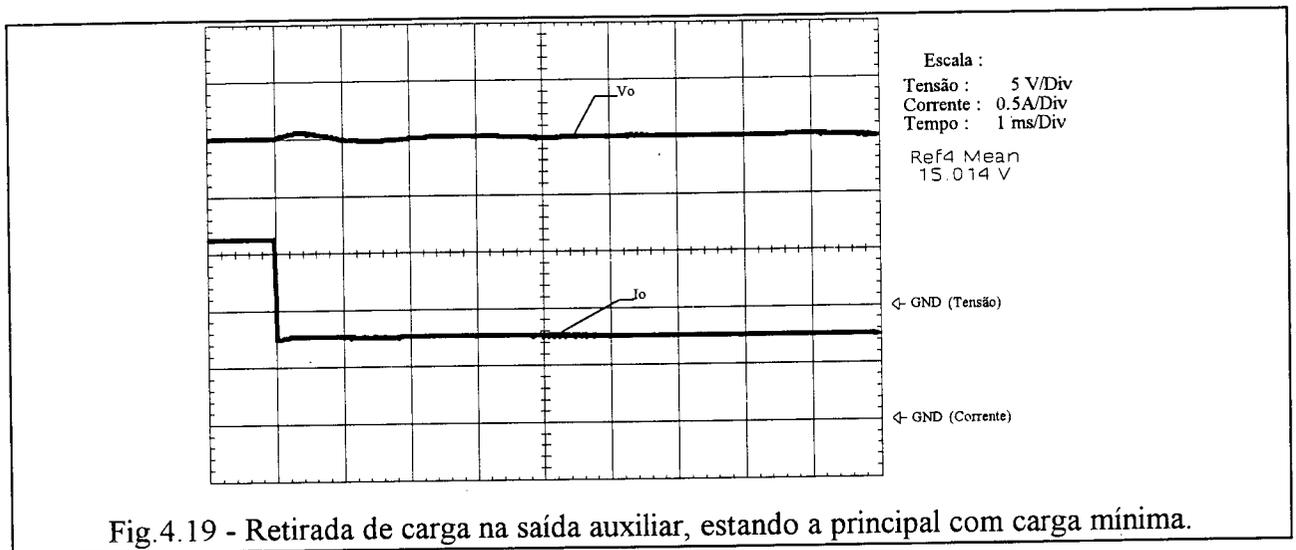


Fig.4.19 - Retirada de carga na saída auxiliar, estando a principal com carga mínima.

O mesmo ensaio foi repetido considerando-se a saída principal operando com carga nominal. O resultado é mostrado nas figuras 4.20 e 4.21.

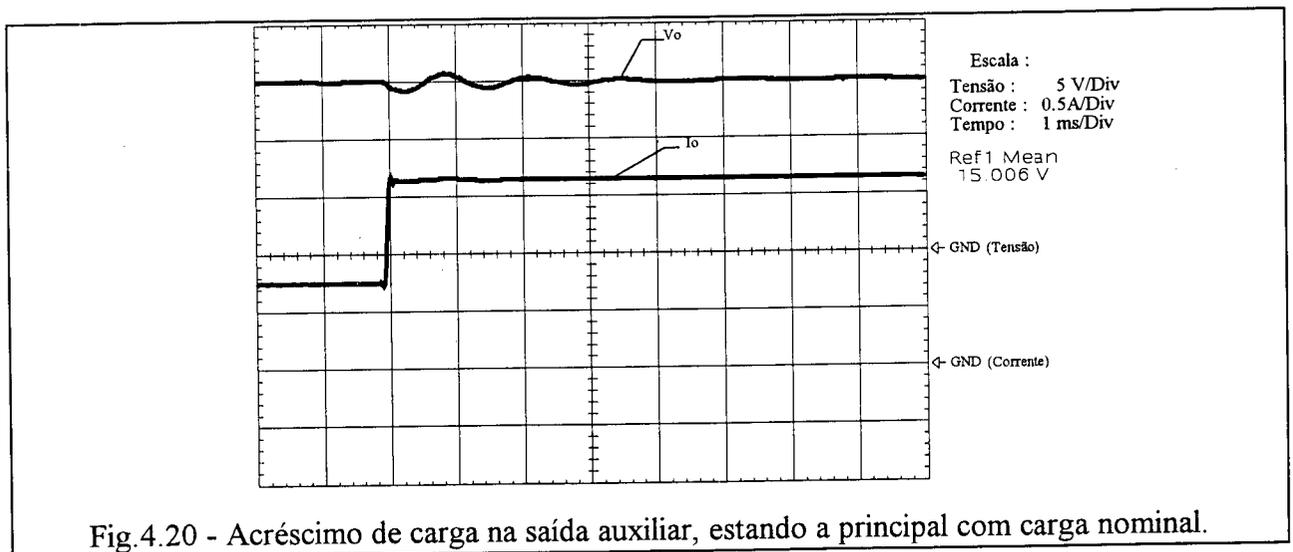
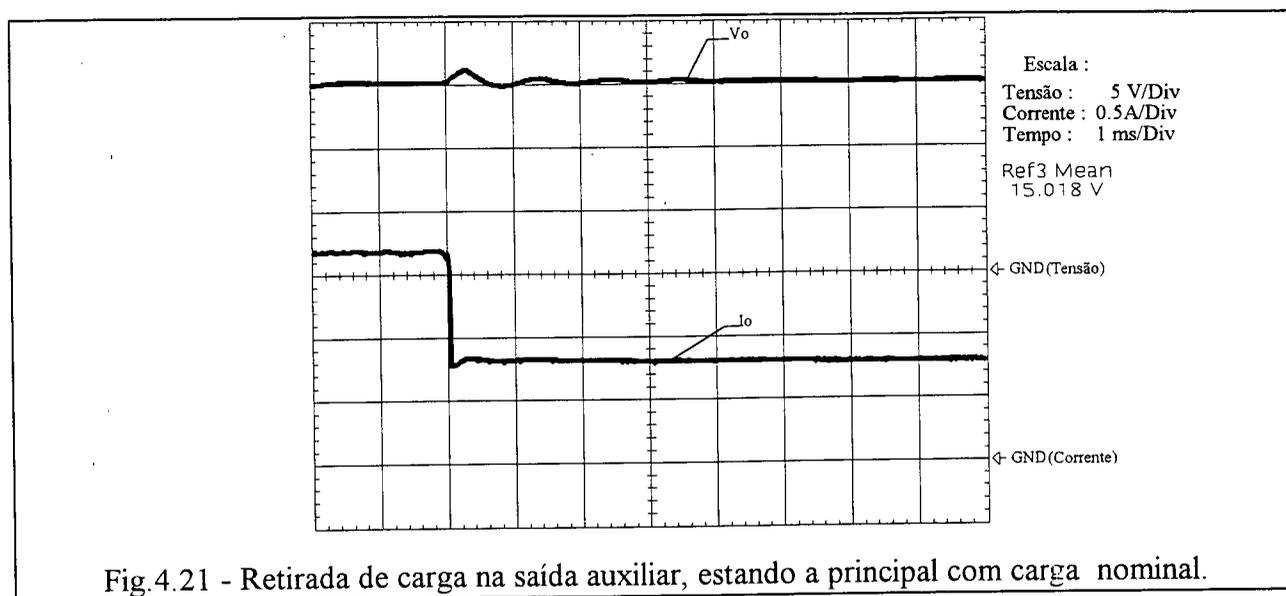


Fig.4.20 - Acréscimo de carga na saída auxiliar, estando a principal com carga nominal.



Pode-se constatar dos resultados apresentados a atuação da pós-regulação, garantindo a manutenção do nível de tensão em 15 V na saída regulada pela ação do amplificador magnético. Vê-se também que a resposta na atuação do amplificador magnético é bastante rápida, o que é assegurado pelo fato de o núcleo utilizado apresentar um laço de histerese quase-quadrado. O controle atua sempre que a saída auxiliar sofre variações de carga, seja acréscimo ou retirada, independentemente da saída principal operar em baixa carga ou com carga nominal.

4.4 - CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados alguns resultados de simulação e resultados experimentais obtidos através da montagem de um protótipo em laboratório.

Nos resultados de simulação buscou-se confirmar o princípio de funcionamento do amplificador magnético como interruptor, bem como a maneira de controlar a tensão de saída quando este atua como um elemento de regulação de tensão de saída. Observou-se que ao injetar-se uma corrente no Ampmag., este bloqueia durante um certo intervalo o pulso de tensão aplicado a sua entrada, o que reduz a tensão de saída. Constatou-se que quanto maior a corrente injetada, maior é o intervalo de bloqueio e, conseqüentemente, menor a tensão na carga.

Desejando-se manter a tensão fixa e se variar a carga, pode-se aplicar o mesmo processo. Controlando-se a injeção de corrente no núcleo, tem-se a tensão desejada, já que é a corrente de controle que permite que o núcleo faça a regulação da tensão.

A atuação da pós-regulação foi observada quando se varia a corrente de carga, na saída auxiliar do conversor. Nota-se que mesmo que esta aumente ou diminua, a tensão na carga se mantém constante. Este processo se repete independente de a saída principal estar operando com carga nominal ou não, o que permite dizer que a pós-regulação é feita para ambos os casos, ou seja, qualquer perturbação, seja por acréscimo ou retirada de carga nesta saída ou mesmo a influência da saída principal são compensadas pela pós-regulação. Desta forma elimina-se o problema das variações de tensão na saída auxiliar, deixando-se esta estável.

CONCLUSÃO GERAL

Um estudo teórico sobre o amplificador magnético foi realizado, descrevendo-se inicialmente suas características e como este, baseado no princípio da saturação, pode funcionar com um interruptor magnético.

Para ter este comportamento, o núcleo opera em duas regiões do seu laço de histerese que determinam quando este bloqueia ou conduz um pulso de tensão aplicado à sua entrada.

Uma metodologia de projeto do amplificador magnético como elemento de pós-regulação foi apresentada, inserindo-se este na saída de um conversor Forward.

Para o projeto, um ponto a ser observado é o produto Volts x segundos que o núcleo deverá suportar, pois o mesmo é necessário para determinar o tamanho do núcleo, bem como o número de espiras que se irá necessitar. Esta especificação é um dado particular fornecido em catálogo de fabricante quando se trata de núcleos para aplicação específica como Ampmag.

Um circuito de controle, bem como o projeto do mesmo, também foi mostrado, já que o amplificador magnético por si só não realiza a tarefa de pós-regulação, sendo necessário a existência do controle para, em conjunto, obter-se a pós-regulação. O projeto baseou-se no uso do componente TL431 que se adapta para a tarefa, além de ser bastante simples.

Através de simulação foi possível comprovar-se o princípio de funcionamento do amplificador magnético. Para realizá-la foi utilizado o programa SABER, no qual pode-se colocar os parâmetros magnéticos do núcleo utilizado, deixando-se assim os resultados mais próximos da realidade, o que poderia ser mais difícil com uso de outro simulador.

Os resultados experimentais comprovaram a atuação do princípio de funcionamento do amplificador magnético, bem como sua excelente atuação como elemento para pós-regulação de tensão em uma fonte chaveada.

A pós-regulação pôde ser observada com mais clareza quando na saída auxiliar houve variações de carga. Seu nível de tensão manteve-se constante demonstrando-se assim esta estar regulada.

A regulação da tensão na carga é realizada não apenas quando há variações na carga da saída considerada, mas também se na outra saída, no caso de duas saídas, que demonstra que a pós-regulação se faz plenamente .

A pós-regulação com a utilização do amplificador magnético se mostrou simples de ser projetada e implementada e os resultados foram satisfatórios.

Sugere-se para um próximo trabalho a implementação do amplificador magnético em uma saída de maior potência, já que neste a saída foi de potência relativamente baixa. Também poderá ser feita uma análise mais criteriosa do circuito de controle do ponto de operação do núcleo e melhor tempo de resposta para o transitório de carga, já que neste o circuito implementado foi bastante simples. Necessitando-se de um controle mais elaborado, um estudo mais aprofundado deverá ser realizado.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] - K. Harada and T. Nabeshima. " **Applications of Magnetic Amplifiers to Hight Frequency DC-to-DC Converters** ", Proceedings of IEEE, Vol 4, April 1988, pp. 355-361.
- [2] - J. Lee, D. Chen, C. Jamerson. " **Magamp Post Regulators - Pratical Considerations to Allow Operation Under Extreme Loading Conditions** ", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 88).
- [3] - D. Y. Chen, J. Lee, and C. Jamerson. " **A Simple Model Predicts Small Signal Control Loop Behavior of Magamp Post Regulator** ", Proceedings of the Third International Hight Frequency Power Conversion Conference, San Diego, CA - USA, May, 1988, pp. 69-84.
- [4] - I. J. Lee, D. Y. Chen, Y. P. Wu, and C. Jamerson. " **Modeling of Control Loop Behavior of Magamp Post Regulators**, " Proceedings of the Eighth Annual Power Power Electronics Seminar, Virginia Polytechnic Institute and State University, September, 1990, pp. 227-234.
- [5] - C. H. Yang, D. Y. Chen, C. Jamerson and Y. P. Wu. " **Stabilizing Magamp Control Loop by Using an Inner-Loop Compensation** ", IEEE PESC, pp. 365-372, 1991.
- [6] - R. A. Mammano, C. E. Mullett. " **Using an Integrated Circuit in Controller in the Design of Mag-Amp Output Regulators** ", Unitrode Application Note. Lexington, U-109, 1994
- [7] - Joseph S. Elias. " **Amorphous Magnetic Materials - Part II: Hight Frequency Mag-Amp Output Regulator** ", Power Control and Inteligent Motion (PCIM), September, 1993, pp. 47-53

[8] - Metglas Products Application Guide : Design of High Frequency Mag Amp Regulators Using Metglas Amorphous Alloy 2714A, NJ - USA, 1991.

[9] - Colonel Wm. McLyman, Designing Magnetic Componentes for Hight Frequency dc-dc Converters, Kg Magnetics, INC. San Marino, Californina, 1993.

[10] - Abraham I. Pressman, Switching Power Supply Design, Mc Graw-Hill, Inc. New York, 1991.

[11] - Keith Billings, Switchmode Power Supply Handbook, Mc Graw-Hill, Inc. New York, 1989.

[12] - Gerge M. Chute, Robert D. Chute, Electronics in Industry, Mc Graw-Hill, Inc.

[13] - Clifford L. Jamerson. " **Post-Regulation Techniques for 100 kHz to 300 kHz Multiple Output PWM Supplies** ", High Frequency Power Conference (HFPC), May 1989, pp. 260-271.

[14] - BARBI, Ivo. Projetos de Fontes Chaveadas, Publicação Interna, LAMEP/UFSC, Florianópolis / SC, 1981.

[15] - BARBI, Ivo. Eletrônica de Potência II, Publicação Interna, LAMEP/UFSC, Florianópolis / SC, 1981.

[16] - Martins do Nascimento, W. B. " **Estudo da Regulação Cruzada em um Conversor Forward de Duas Saídas** ", Dissertação de Mestrado, LAMEP/USFC, Florianópolis / SC, 1992.

[17] - Nascimento de Abreu, G. " **Estudo e Aplicação do Conversor Zeta-Gepae Isolado com Múltiplas Saídas e Modulação PWM para Fontes Chaveadas** ", Dissertação de Mestrado, LAMEP/UFSC, Florianópolis / SC, 1992.

[18] - P.A. Knight. " 3R1 Ferrite Ring Cores in Magnetic Amplifiers ", Report N° Mpo/AN90003, Philips Components, Netherlands, 1992.

[19] - TL431, Motorola Linear and Interface Integrated Circuits, Catálogo da Motorola, USA, 1990.