



( I O ) INSTITUTO NACIONAL  
DA PROPRIEDADE INDUSTRIAL  
PORTUGAL

(11) *Número de Publicação:* PT 93364 B

(51) *Classificação Internacional:* (Ed. 6)  
H02M003/335 A

(12) *FASCÍCULO DE PATENTE DE INVENÇÃO*

(22) *Data de depósito:* 1990.03.07

(30) *Prioridade:* 1989.03.07 GB 8905172  
1989.03.07 GB 8905173  
1989.10.19 US 424357

(43) *Data de publicação do pedido:*  
1992.01.31

(45) *Data e BPI da concessão:*  
10/95 1995.10.26

(73) *Titular(es):*

RCA LICENSING CORP.  
TWO INDEPENDENCE WAY, CN5312 PRINCETON  
NEW JERSEY 08540 US

(72) *Inventor(es):*

GIOVANNI MICHELE LEONARDI CH

(74) *Mandatário(s):*

ANTÓNIO JOÃO COIMBRA DA CUNHA FERREIRA  
RUA DAS FLORES 74 4/AND. 1294 LISBOA PT

(54) *Epígrafe:* UNIDADE DE ALIMENTAÇÃO DE MODO COMUTATIVO COM FUNCIONAMENTO DE MODO DE PRONTIDÃO DE IMPULSO

(57) *Resumo:*

[Fig.]

MEMÓRIA DESCRITIVA  
DA  
PATENTE DE INVENÇÃO  
Nº 93 364

NOME: RCA LICENSING CORPORATION

EPIGRAFE: "Unidade de alimentação de modo comutado com funcionamento de modo de prontidão de impulso"

INVENTORES: Giovanni Michele Leonardi

Reivindicação do direito de prioridade (ao abrigo do artigo 4º da Convenção de Paris de 20 de Março de 1883):

Reino Unido em 7 de Março de 1989 sob os nºs. 8905172.6 e 8905173.4 e nos Estados Unidos da América em 19 de Outubro de 1989 sob o nº. 424,357

70 724

RCA 85,648

PATENTE Nº. 93 364

"Unidade de alimentação de modo  
comutado com funcionamento de  
modo de prontidão de impulso"

para que

RCA LICENSING CORPORATION, pre-  
tende obter privilégio de in-  
venção em Portugal.

#### R E S U M O

O presente invento refere-se a uma unidade de alimentação de energia de modo comutado (200), em que um primeiro transistor de comutação (Q2) é acoplado a um enrolamento primário (W<sub>1</sub>) de um transformador (T2) para gerar impulsos de uma corrente de comutação (i<sub>2</sub>). Um enrolamento secundário (W<sub>2</sub>), do transformador, é acoplado através de um diodo de comutação (D3) a um condensador (C4), de um circuito de controlo, para desenvolver um sinal de controlo (V<sub>4</sub>) no condensador (C4). O sinal de controlo (V<sub>4</sub>) é aplicado a um segundo transistor de corte acoplado à rede (Q1) para gerar e regular as voltagens de alimentação, de acordo com a modulação de largura de impulso do sinal de controlo (V<sub>4</sub>). Durante o funcionamento de prontidão, os primeiro transistor (Q2) e segundo transistor (Q1) funcionam num modo de impulso, que é repetitivo a uma frequência da voltagem de alimentação AC da rede (corrente alterna) tal como 50 Hz. No funcionamento de modo de impulso, durante intervalos nos quais os impulsos da corrente de comutação ocorrem, a largura de impulso e a amplitude de pico dos impulsos de corrente de comutação aumentam progressivamente de acordo com a forma de onda da voltagem de alimentação da rede para proporcionarem um funcionamento de arranque suave no modo de funcionamento de prontidão dentro de cada grupo de impulsos.

70 724

RCA 85,648

-2-

### MEMÓRIA DESCRITIVA

O invento refere-se a uma unidade de alimentação de modo concentrado.

Numa unidade de alimentação de modo comutado (SMPS) típica, de um receptor de televisão, a voltagem de alimentação principal AC (de corrente alterna) é acoplada a uma ponte rectificadora. É produzida uma voltagem de alimentação de entrada de corrente contínua (DC) não regulada. Um modulador de largura de impulso controla um ciclo de actividade de um comutador de transistor supressor que aplica, a voltagem de alimentação não regulada, através de um enrolamento primário de um transformador de retorno. Uma voltagem de retorno, numa frequência que é determinada pelo modulador, é desenvolvida num enrolamento secundário do transformador e é rectificada para produzir as voltagens de alimentação de saída DC, tal como uma voltagem B+, que activa um circuito de deflexão horizontal do receptor de televisão, e uma voltagem que activa uma unidade de controlo remoto.

Durante o funcionamento normal, as voltagens de alimentação de saída DC são reguladas pelo modulador de largura de impulso de uma maneira de realimentação negativa. Durante o funcionamento de prontidão, o SMPS necessita de gerar a voltagem de alimentação de saída DC que activa a unidade de controlo remoto. Contudo, muitos outros andares, do receptor de televisão, estão inoperativos e não extraem correntes de alimentação. Consequentemente, o valor médio, do ciclo de actividade do transistor supressor, pode ter de ser substancialmente mais baixo durante a prontidão do que durante o funcionamento normal.

Em virtude da, por exemplo, limitação de tempo de armazenagem no transistor supressor, pode não ser possível reduzir o comprimento do intervalo de condução, num dado ciclo, abaixo de um nível mínimo. Assim, de modo a manter o valor médio, do ciclo de actividade, baixo, pode ser desejável fazer funcionar o transistor supressor num modo intermitente ou de impulso, durante a prontidão. Durante a prontidão, ocorre um longo

70 724

RCA 85,648

-3-

intervalo de tempo inerte entre intervalos de funcionamento de modo de impulso, ocorrendo consecutivamente. Apenas durante o intervalo de funcionamento de modo de impulso ocorrerá um funcionamento de comutação no transistor supressor. O resultado é que cada um dos intervalos de condução tem comprimento suficiente.

De acordo com um aspecto do invento, os intervalos de funcionamento de modo de impulso são iniciados e ocorrem numa relação que é determinada por um sinal repetitivo na frequência da voltagem de alimentação AC da rede. Por exemplo, quando a voltagem de alimentação da rede está a 50 Hz, com um período de 20 milissegundos, cada intervalo de funcionamento de modo de impulso, quando ocorrem os ciclos de comutação, pode demorar 5 milissegundos e o intervalo de tempo inerte, quando não ocorram ciclos de comutação, pode durar durante a porção restante de 15 milissegundos. Tal disposição, que é disparada por um sinal na frequência da voltagem de alimentação da rede, simplifica o projecto do SMPS.

Os intervalos de funcionamento de modo de impulso, que ocorrem no funcionamento de prontidão, estão sincronizados com o sinal de 50 Hz. Durante cada tal intervalo, são produzidos impulsos de corrente em transformadores e indutâncias do SMPS. Os impulsos de corrente ocorrem em feixes que se repetem a 50 Hz. Os impulsos de corrente ocorrem a uma frequência que é igual à frequência de comutação do transistor supressor, dentro de cada intervalo de funcionamento de modo de impulso. Tais impulsos de corrente podem produzir um som inconveniente durante o funcionamento de desligar a alimentação ou de prontidão. O som inconveniente pode ser produzido devido a possíveis vibrações mecânicas parasitas, como um resultado das correntes de impulso nas, por exemplo, indutâncias e transformadores da SMPS.

De acordo com outro aspecto do invento, a mudança na voltagem de alimentação AC da rede, durante cada período provoca que o comprimento do intervalo de condução, em ciclo de comutação ocorrendo consecutivamente durante o intervalo de funcionamento de modo de impulso, aumente progressivamente. Tal funcionamento

70 724

RCA 85,648

-4-

que ocorre durante cada intervalo de funcionamento de modo de impulso pode ser referido como funcionamento de arranque suave. O funcionamento de arranque suave causa, por exemplo, o carregamento gradual dos condensadores na SMPS. Consequentemente, as vibrações mecânicas parasitas são substancialmente reduzidas. Também, a frequência dos ciclos de comutação dentro de cada intervalo de funcionamento de modo de impulso, é mantida acima da gama audível, para reduzir adicionalmente o nível de tal ruído audível durante o funcionamento de prontidão.

Uma unidade de alimentação de modo comutado, concretizando um aspecto do invento, para gerar uma voltagem de alimentação de saída, durante quer um modo de funcionamento de prontidão quer durante um modo de funcionamento normal, inclui uma fonte de voltagem de alimentação de entrada AC da rede. É gerado um sinal de controlo, a uma dada frequência. Uma disposição de comutação, activada pela voltagem de alimentação de entrada e que reage ao primeiro sinal de controlo, produz uma corrente de comutação durante o modo de funcionamento de prontidão e o modo funcionamento normal. A voltagem de alimentação de saída é gerada a partir da corrente de comutação. Uma disposição acoplada à disposição de comutação e que reage a um sinal de controlo de modo de prontidão/modo normal e a um sinal a uma frequência, que é determinada por uma frequência da voltagem de alimentação de entrada AC da rede, controla a disposição de comutação de uma maneira de modo de impulso durante o modo funcionamento de prontidão. Durante um intervalo de impulso, é realizado um grande número de ciclos de comutação e durante um intervalo de tempo inerte alternativo não são realizados ciclos de comutação. Os dois intervalos alternam numa frequência que é determinada pela frequência da voltagem de alimentação de entrada AC da rede.

Nos desenhos:

a figura 1 ilustra uma unidade de alimentação concretizando um aspecto do invento;

as figuras 2a-2d ilustram formas de onda úteis para explicarem o modo funcionamento normal do circuito da figura 1 quando a carga varia;

as figuras 3a-3g ilustram formas de onda adicionais, úteis para explicarem o modo funcionamento normal do circuito da figura 1, numa condição de carga constante;

a figura 4 ilustra como são construídos os transformadores de isolamento, que são usados no circuito da figura 1;

as figuras 5a-5d ilustram formas de onda, úteis para explicarem o funcionamento de prontidão da unidade de alimentação de energia da figura 1;

as figuras 6a-6d ilustram formas de onda transientes, úteis para explicarem o funcionamento do circuito da figura 1, durante o arranque;

a figura 7 ilustra uma modificação do circuito da figura 1 que aumenta a potência de saída;

a figura 8 fornece dados de rendimento, na forma de tabelar, do circuito da figura 1 e também, com fins de comparação, de uma unidade de alimentação de energia convencional; e

a figura 9 fornece dados de rendimento adicionais, na forma de tabelar, do circuito da figura 1 e também, com fins de comparação, de uma unidade de alimentação convencional.

A figura 1 ilustra uma unidade de alimentação de modo comutado (SMPS) 200, concretizando um aspecto do invento. A SMPS 200 produz uma voltagem de alimentação de saída B+ de +145 volts, que é usada para activação de, por exemplo, um circuito de deflexão de um receptor de televisão, não mostrado, e uma voltagem de alimentação de saída V+ de +18 volts, que são ambas reguladas. Uma voltagem de alimentação principal  $V_{AC}$  é rectificadada numa ponte rectificadora 100 para produzir uma voltagem não regulada  $V_{UR}$ . Um enrolamento primário  $W_p$ , de um transformador de isolamento de retorno T1, é acoplado entre um terminal 100a, em que a voltagem  $V_{UR}$  é desenvolvida, e um eléctrodo de drenagem de um transistor de efeito de campo semiconductor de óxido de metal (MOS) supressor de potência Q1.

O eléctrodo fonte, do transistor MOS Q1 da figura 1, é acoplado a um condutor comum, aqui referido como terra "viva". O

eléctrodo porta, do transistor Q1, é acoplado através de uma resistência de acoplamento 102 a um terminal 104, onde é produzido um sinal modulado de largura de impulso V<sub>5</sub>. O sinal V<sub>5</sub> produz um funcionamento de comutação no transistor Q1. Um enrolamento secundário W<sub>3</sub>, de um transformador de isolamento T2, através do qual o sinal V<sub>5</sub> é desenvolvido, é acoplado entre o terminal 104 e o condutor de terra "viva". Um par de diodos zener ligados costas com costas Z18A e Z18B, fornecem protecção de porta no transistor Q1. O enrolamento W<sub>3</sub>, o enrolamento W<sub>p</sub>, o transistor Q1 e o sinal V<sub>5</sub> estão a potenciais que são referenciados ao condutor de terra "viva".

Os transformadores T1 e T2 são construídos de uma maneira que é mostrada na figura 4. Símbolos e números semelhantes nas figuras 1 e 4 indicam artigos ou funções semelhantes.

As figuras 3a-3g ilustram formas de onda úteis para explicarem o funcionamento de estado constante normal ou modo normal da SMPS da figura 1, sob uma condição de carga constante. Símbolos e números semelhantes nas figuras 1 e 3a-3g indicam artigos ou funções semelhantes.

Durante, por exemplo, o intervalo  $t-t_1$ , da Figura 3b, de um dado ciclo ou período correspondente, a voltagem do sinal de impulso V<sub>5</sub> é positiva em relação ao condutor de terra "viva", para manter o transistor Q1, da figura 1, condutivo durante o intervalo  $t_0-t_1$  da figura 3b. Conseqüentemente, uma corrente  $i_1$ , no enrolamento W<sub>p</sub> da figura 1 está a subir, como mostrado na figura 3d, durante o intervalo  $t_0-t_1$ . Por conseguinte, é armazenada uma quantidade de energia indutiva no transformador T1 da figura 1. No tempo  $t_1$ , da figura 3d, o transistor Q1 da figura 1 torna-se não condutivo.

Após o transistor Q1 se tornar não condutivo, a energia indutiva armazenada no enrolamento W<sub>p</sub> é transferida, por acção do transformador de retorno, para um enrolamento secundário W<sub>s</sub> do transformador T1. Os impulsos de retorno desenvolvidos nos terminais 108 e 109, do enrolamento W<sub>s</sub>, são rectificadas pelos diodos 106 e 107, respectivamente, e filtrados nos condensadores

121 e 122, respectivamente, para produzirem voltagens DC B+ e V+, respectivamente, que são todas referenciadas a um segundo condutor comum, aqui referido como terra "inerte". A terra "inerte" é condutivamente isolada do condutor de terra "viva", em relação ao perigo de choque eléctrico, pelos transformadores T1 e T2. O transistor Q1, o transformador T1 e os diodos 106 e 107 formam um andar de saída da SMPS.

Um modulador de largura de impulso, da SMPS 200, inclui um oscilador de bloqueio 110, concretizando a um aspecto do invento, que produz o sinal de comutação V<sub>5</sub> para controlar o funcionamento de comutação do transistor Q1. O oscilador 110 inclui um transistor de comutação Q2 tendo um eléctrodo base que é também controlado ou comutado pelo sinal V<sub>5</sub>. O enrolamento W<sub>3</sub> do transformador T2 fornece realimentação positiva no oscilador 110, desenvolvendo o sinal V<sub>5</sub>. O transformador T2 tem um enrolamento primário W<sub>1</sub> que é acoplado entre a voltagem V<sub>UR</sub> e o colector do transistor Q2 de modo a que o enrolamento W<sub>1</sub> está referenciado ao condutor de terra "viva". Um enrolamento secundário W<sub>2</sub> do transformador T2, que está referenciado ao condutor de terra "inerte", é condutivamente acoplado a um diodo D3 de um circuito de controlo 120, concretizando outro aspecto do invento, que está também referenciado com o condutor de terra "inerte".

O cátodo do diodo D3 é acoplado ao condutor de terra inerte através de um condensador C4. Como explicado mais tarde, uma voltagem de controlo DC V<sub>4</sub>, desenvolvida através do condensador C4, varia o tempo de não condução ou ciclo de actividade do transistor Q2 durante cada período.

Um condensador C2 é acoplado entre o eléctrodo base do transistor Q2 e um terminal 104a. Uma resistência R2 é acoplada entre o terminal 104a e o terminal 104, onde o sinal V<sub>5</sub> é desenvolvido. Durante o intervalo t<sub>0</sub>-t<sub>1</sub> da figura 3b, é produzida uma corrente i<sub>5</sub> da figura 3c na resistência R2 da figura 1, que é acoplada entre os terminais 104 e 104a. A corrente i<sub>5</sub> da figura 3c, que é produzida pelo sinal V<sub>5</sub> da figura 3b, carrega o condensador C2 da figura 1, de uma maneira que liga o transistor Q2, durante o intervalo t<sub>0</sub>-t<sub>1</sub> da figura 3d.

Durante o funcionamento normal, quando o transistor Q2 da figura 1 está condutivo, uma corrente  $i_2$ , da figura 3d, no enrolamento  $W_1$ , da figura 1, aumenta linearmente até que uma voltagem do emissor do transistor Q2, que é desenvolvida através de uma resistência de emissor R4, seja suficientemente alta para iniciar um funcionamento de desligar rápido no transistor Q2. A resistência de realimentação R4 é acoplada entre o emissor do transistor Q2 e o condutor de terra "viva". A resistência R4 causa uma diminuição gradual da corrente  $i_5$ , da figura 3c, quando o transistor Q2 da figura 1 está condutivo, até que o transistor Q2 cesse de conduzir no tempo  $t_1$  da figura 3c. A resistência R4, da figura 1, também serve para otimizar a condição de comutação e para fornecer protecção de corrente no transistor Q2. O resultado é que a voltagem, através do enrolamento  $W_1$ , inverte a polaridade. O funcionamento de desligar é rápido em virtude da realimentação positiva provocada pelo enrolamento  $W_3$  no desenvolvimento do sinal  $V_5$ .

Como indicado atrás, o enrolamento  $W_3$  fornece sinal de accionamento de impulso  $V_5$ , que também controla o transistor Q1. O intervalo de condução, em cada ciclo dos transistores Q1 e Q2, mantém-se substancialmente constante ou não afectado pela carga. Portanto, vantajosamente, a energia armazenada no transformador T1, quando o transistor Q1 se torna não condutivo, é substancialmente constante para um dado nível de voltagem  $V_{UR}$ . Contudo o intervalo de condução pode variar quando ocorre uma variação em voltagem.

Quando o transistor Q2 cessa de conduzir, uma corrente de descida  $i_4$ , da figura 3e, é produzida no enrolamento  $W_2$  do transformador T2 da figura 1. A corrente  $i_4$  provoca que o diodo D3, da figura 1, fique condutivo e carregue o condensador C4, durante o intervalo  $t_1-t_4$  da figura 3e. Para um dado nível da voltagem  $V_{UR}$  da figura 1, e para um dado ciclo de actividade do transistor Q2, a carga adicionada ao condensador C4 é a mesma em cada ciclo. Durante o intervalo  $t_1-t_4$ , a voltagem de controlo  $V_4$  da figura 1, excepto para a queda de voltagem dianteira no diodo D3, é substancialmente desenvolvida através do enrolamento  $W_2$ .

A voltagem  $V_4$  determina o comprimento do intervalo  $t_1-t_4$ , da figura 3e, que é necessário para esgotar a energia magnética armazenada no transformador T2 da figura 1. Quando, no tempo  $t_4$  da figura 3e, a corrente  $i_4$  se torna nula, a polaridade do sinal  $V_5$  da figura 3b muda, como um resultado das oscilações de ressonância nos enrolamentos do transformador T2. Por conseguinte, é gerada a corrente positiva  $i_5$  da figura 3c. Como explicado atrás, quando a corrente  $i_5$  é positiva, provoca que os transistores Q1 e Q2 se tornem condutivos.

Durante o intervalo não condutivo  $t_1-t_4$  atrás mencionado da figura 3b dos transistores Q1 e Q2 da figura 1, o sinal  $V_5$  é negativo, como mostrado, durante o intervalo  $t_1-t_4$  da figura 3b. Por consequência, uma corrente de polaridade oposta, como mostrado nas figuras 3c, passa através do condensador C2 da figura 1, durante o intervalo  $t_1-t_2$  da figura 3c, e através do diodo D1 da figura 1 durante o intervalo  $t_2-t_4$  da figura 3c. A carga resultante, no condensador C2 da figura 1, produz uma voltagem no condensador C2 com tal polaridade que tende rapidamente a ligar o transistor Q2, quando, no tempo  $t_4$  das figuras 3b, o sinal  $V_5$  inverte a polaridade.

O circuito de controlo 120 da figura 1, que é referenciado com o condutor de terra "inerte", controla o ciclo de actividade do oscilador 110, variando a voltagem de controlo  $V_4$  através do condensador C4. Um transistor Q4 do circuito 120 é acoplado numa configuração amplificadora de base comum. A voltagem de base, do transistor Q4, é obtida através de um diodo polarizado para a frente de condensação de temperatura D5, a partir de um regulador de voltagem +12V VR1. O regulador VR1 é activado pela voltagem  $V_+$ .

Uma resistência fixa R51 é acoplada entre o emissor, do transistor Q4, e a voltagem  $B_+$ . Como um resultado do funcionamento de base comum, uma corrente  $i_8$ , na resistência R51, é proporcional à voltagem  $B_+$ . Uma resistência ajustável R5, que é usada para ajustar o nível da voltagem  $B_+$ , é acoplada entre o condutor de terra "inerte" e um terminal de junção entre o emissor do transistor Q4 e a resistência R51. A resistência R51 é

usada para determinar o nível da corrente no transistor Q4. Assim, uma porção de ajuste prévio ajustável, da corrente  $i_g$ , passa para o condutor de terra "inerte", através da resistência R5, e um componente de erro, da corrente  $i_g$ , passa através do emissor do transistor Q4.

A corrente de colector, do transistor Q4, é acoplada à base de um transistor Q3 para controlar uma corrente de colector do transistor Q3. O colector do transistor Q3, formando uma impedância de alta saída é acoplado à junção entre o condensador C4 e o diodo D3. Quando o transistor Q2 se torna não condutivo a energia armazenada no transformador T2, provoca que a corrente  $i_4$  passe através do diodo D3 para o condensador C4, como indicado antes. A regulação da unidade de alimentação é conseguida controlando a voltagem de controlo  $V_4$ . A voltagem  $V_4$  é controlada controlando a carga através do enrolamento  $W_2$ , do transformador T2, por meio do transistor Q3.

A corrente de colector do transistor Q3, que forma uma fonte de corrente tendo uma impedância de alta saída, é acoplada ao condensador C4 que funciona como um rolante. Em estado constante, a quantidade de carga que é adicionada ao condensador C4 durante o intervalo  $t_1-t_4$  da figura 3e, é igual à quantidade de carga que é retirada pelo transistor Q3, do condensador C4, num dado período  $t_0-t_4$ .

As figuras 2a-2d ilustram formas de onda úteis para explicarem o funcionamento de regulação da SMPS da figura 1, sob diferentes condições de carga. Símbolos e números semelhantes nas figuras 1, 2a-2d e 3a-3g indicam artigos ou funções semelhantes.

Depois, por exemplo, do tempo  $t_A$  das figuras 2a-2d, a corrente da unidade de alimentação, carregando através do condensador 121, da figura 1, diminui e a voltagem  $B+$  tende a aumentar. Como um resultado do aumento da voltagem  $B+$ , o transistor Q3 conduz um nível mais alto de corrente de colector. Por conseguinte, a voltagem  $V_4$ , da figura 2c, através do condensador C4 da figura 1, torna-se menor. Por conseguinte, é necessário um tempo maior, em cada período, para retirar, a

energia indutiva armazenada, do transformador T2 do oscilador de bloqueio 110, depois do transistor Q2 se tornar não condutivo. Em seguida o comprimento do intervalo,  $t_A - t_B$ , da figura 2a, num dado ciclo, quando o transistor Q2, do oscilador 110 da figura 1, é não condutiva, aumenta sob uma condição de carga reduzida. O resultando é que o ciclo de actividade, que é a razão entre o tempo "ON" (ligado) e o tempo "OFF" (desligado) do transistor Q1, diminui, como necessário para uma regulação adequada.

No estado constante, a voltagem  $V_4$  é estabilizada num nível que causa um equilíbrio entre as correntes de carga e de descarga do condensador C4. O aumento na voltagem B+ é capaz de causar, com vantagem, uma proporcionalmente maior mudança na voltagem  $V_4$ , como um resultado da amplificação e integração de corrente da corrente de colector do transistor Q3 no condensador C4. Numa condição transitória, enquanto a voltagem B+ for, por exemplo, maior que +145 volts, a voltagem  $V_4$  diminuirá.

O resultado é que a voltagem  $V_4$  da figura 1 tende a mudar duma maneira que tende a anular a mencionada tendência da voltagem B+ a aumentar sob carga reduzida. Assim, a regulação é obtida numa maneira de realimentação negativa. No caso extremo, um curto circuito através do enrolamento  $W_2$  podia inibir a oscilação no oscilador 110 fornecendo assim, com vantagem, uma característica de evitar a falha inerente, como será descrito mais tarde.

Inversamente, uma tendência da voltagem B+ para diminuir aumentará o ciclo de actividade dos transistores Q1 e Q2 de uma maneira que fornece regulação. Assim, o intervalo de não condução do transistor Q1 varia com a carga de corrente num terminal 99 onde a voltagem B+ é desenvolvida.

A voltagem de processamento B+ para produzir a voltagem de controlo  $V_4$  é conseguida, com vantagem, num circuito de sinal acoplado DC para melhorar a determinação de erro. Também, uma mudança na voltagem B+ é capaz de causar uma mudança, proporcionalmente maior, na voltagem  $V_4$ , melhorando assim a determinação de erro. Apenas após o erro em voltagem B+ ser

amplificado, o erro amplificado contido na voltagem acoplada DC  $V_4$  é transformado ou acoplado AC para efectuar modulação de largura de impulso. A combinação de tais características melhora a regulação da voltagem  $B+$ .

Outra maneira pela qual uma disposição, semelhante ao circuito de controlo 120, é usada com a finalidade de regulação é mostrada e explicada num Pedido de Patente pendente dos Estados Unidos 424 353 intitulada "A Synchronized Switch-Mode Power Supply" no nome de Leonardi, apresentada em 19 de Outubro de 1989. Ali, uma voltagem, que é produzida de modo semelhante à voltagem  $V_4$  da figura 1, é acoplada transformada a um gerador de dente de serra. A voltagem acoplada transformada varia um sinal de dente de serra que é usado para produzir um sinal de controlo modulado de largura de impulso.

Um diodo zener  $D_4$  é acoplado em série com uma resistência  $RD_4$ , entre os eléctrodos base e colector do transistor  $Q_3$ . O diodo zener  $D_4$ , com vantagem, limita a voltagem  $V_4$  a cerca de 39 volts, o que limita a frequência do oscilador 110, ou o tempo de corte mínimo dos transistores  $Q_2$  e  $Q_1$ . Desta maneira, a potência máxima transferida para a carga é, como vantagem, limitada para fornecer protecção de sobrecorrente.

Para funcionamento seguro, pode ser desejável ter uma queda de corrente secundária  $i_3$  no enrolamento  $W_S$  para zero antes de o transistor  $Q_1$  ser ligado novamente. Isto significa que o tempo de queda da corrente  $i_3$  seria, de preferência, mais curto do que o da corrente  $i_4$  do oscilador de bloqueio 110. Esta condição pode ser conseguida através de uma escolha apropriada da indutância primária do transformador  $T_2$  e do valor do diodo zener  $D_4$ .

O funcionamento de prontidão é iniciado fazendo funcionar a SMPS 200 num modo de funcionamento de baixa potência. O modo de funcionamento de baixa potência ocorre quando a necessidade de potência da SMPS cai abaixo de 20-30 watts. Por exemplo, dentro do circuito de deflexão horizontal 222 um oscilador horizontal, não mostrado, que é controlado por uma unidade de controlo remoto 333 pára de funcionar durante a prontidão. Por conseguinte, um

andar de saída de deflexão horizontal no circuito de deflexão 222, que é activado pela voltagem B+, deixa também de funcionar. Por consequência, a carga no terminal 99, onde a voltagem B+ é produzida, é reduzida. Segue-se que a voltagem B+ e a corrente de erro, no transistor Q4 tende a aumentar. Por conseguinte, o transistor Q3 satura, causando quase um curto-circuito através do enrolamento  $W_2$ , do transformador T2, que provoca que a voltagem  $V_4$  seja aproximadamente zero, através do funcionamento de modo de prontidão. Por consequência, diferente do modo de funcionamento normal, um impulso positivo do sinal  $V_5$  não pode ser gerado por oscilações ressonantes no transformador T2. Segue-se que o anel de realimentação regenerativo evita o início da ligação do transistor Q2. Por consequência, uma oscilação contínua não pode ser mantida.

De acordo com um aspecto do invento, o transistor Q2 é periodicamente disparado em comutação num modo funcionamento de disparo através de uma porção de subida em rampa de uma voltagem rectificada de meia onda de um sinal  $V_7$ . O sinal  $V_7$  ocorre na frequência principal, tal como 50 Hz. O sinal  $V_7$  é originado numa ponte rectificadora 100 e é aplicado à base do transistor Q2 através de uma disposição em série de uma resistência R1 e um condensador C1. A disposição em série funciona como um diferenciador que produz uma corrente  $i_7$ .

As figuras 5a-5d ilustram formas de onda durante o funcionamento de espera, indicando que o funcionamento de comutação de modo de impulso do oscilador 110, ocorre durante um intervalo  $t_{10}$ - $t_{12}$  seguido por um intervalo de tempo inerte  $t_{12}$ - $t_{13}$ , quando não estão presentes impulsos de disparo do sinal  $V_5$  no oscilador de bloqueio. Símbolos e números semelhantes nas figuras 1 e 5a-5d indicam artigos e funções semelhantes.

Uma disposição paralela de um condensador C3 da figura 1, e uma resistência R3, é acoplada em série com um diodo D2 para formar uma disposição que é acoplada entre o condutor de terra "viva" e o terminal de junção 104a, entre o condensador C2 e a resistência R2. Um diodo D1 é acoplado, em paralelo, com o condensador C2.

Durante o funcionamento de modo de funcionamento normal, o condensador C3 mantém-se carregado a uma voltagem constante  $V_6$  através dos impulsos de voltagem positiva do sinal  $V_5$ , que é desenvolvido no enrolamento  $W_3$  de cada vez que o transistor Q2 é condutivo. Por conseguinte, o condensador C3 é desacoplado do circuito de sinal de realimentação positiva e não tem efeito no funcionamento do circuito. Durante o funcionamento de prontidão, o condensador C3 descarrega durante os grandes períodos inactivos ou tempo inerte, como mostrado pela voltagem  $V_6$  entre os tempos  $t_{12}$ - $t_{13}$  na figura 5b.

Imediatamente após o tempo  $t_{10}$ , da figura 5a, de um dado intervalo  $t_{10}$ - $t_{13}$ , da figura 1, produzida pela diferenciação de voltagem no condensador C1, aumenta de zero para um valor positivo máximo. Como um resultado, uma corrente de base, produzida no transistor Q2, provoca que o transistor Q2 fique condutivo. Quando o transistor Q2 se torna condutivo, é produzido um impulso positivo do sinal  $V_5$  no enrolamento  $W_3$  que mantém os transistores Q1 e Q2 condutivos.

De modo semelhante ao funcionamento de modo de operação normal que foi descrito antes, o transistor Q2 permanece condutivo até que a grandeza da corrente de base do transistor Q2 seja insuficiente para manter o transistor Q2 em saturação, atendendo a que a corrente de colectador  $i_2$  está a subir em rampa. Então, a voltagem de colectador  $V_2$  aumenta e o sinal  $V_5$  diminui. O resultado é que, através de meios de realimentação positiva, o transistor Q2 é desligado.

A voltagem através do condensador C2 produz a corrente negativa  $i_5$  que descarrega o condensador C2 através de um diodo D7 e que mantém o transistor Q2 em corte. Sempre que a amplitude da corrente negativa  $i_5$  é maior do que a da corrente positiva  $i_7$ , a corrente de base no transistor Q2 é zero e o transistor Q2 permanece não condutivo. Quando a amplitude da corrente negativa  $i_5$  da figura 1 se torna mais pequena do que a corrente  $i_7$ , o transistor Q2 é ligado novamente e é gerada a corrente positiva  $i_5$ .

Durante uma porção substancial de um dado intervalo de condução do transistor Q2, a corrente  $i_5$  passa inteiramente através do condensador C2 para formar a corrente de base do transistor Q2. Em virtude da corrente de colector  $i_2$  estar a subir, a voltagem de emissor do transistor Q2 aumenta de uma maneira de subida, provocando que a voltagem, no anodo do diodo D2 aumente. Quando a voltagem no anodo do diodo D2 se torna suficientemente positiva, o diodo D2 começa a conduzir. Por conseguinte, uma porção substancial da corrente  $i_5$  é desviada pelo condensador C3 da base do transistor Q2. O resultado é que a corrente de base torna-se insuficiente para manter a corrente do colector do transistor Q2. Por conseguinte, o circuito de sinal de realimentação positiva provoca o desligar do transistor Q2. Assim, o pico de amplitude da corrente  $i_2$  é determinado pelo nível da voltagem  $V_6$  através do condensador C3.

Durante o intervalo  $t_{10}-t_{12}$ , das figuras 5a-5d, o condensador C3 da figura 1 é acoplado, através do diodo D2 ao circuito de sinal de realimentação positiva e carregado pela corrente positiva  $i_5$ . Por conseguinte, a voltagem  $V_6$ , da figura 5b, torna-se progressivamente maior.

De acordo com um aspecto adicional do invento, a voltagem  $V_6$ , que se torna progressivamente maior, provoca que o intervalo de condução, durante cada ciclo que ocorre no intervalo  $t_{10}-t_{12}$  das figuras 5a-5d, se torne progressivamente mais longo. Por consequência, os picos de amplitude e as larguras de impulso das correntes  $i_1$  e  $i_2$  da figura 1, aumentam progressivamente.

Durante uma porção de não condução correspondente de cada ciclo que ocorre no intervalo  $t_{10}-t_{12}$ , das figuras 5a-5d, o condensador C2, da figura 1, é descarregado através de um diodo D7 e resistência R2. A amplitude do intervalo de não condução do transistor Q2, em cada ciclo, é determinada pelo tempo necessário para descarregar o condensador C2 a um tal nível que provoque que a amplitude da corrente negativa  $i_5$  seja mais pequena do que a da corrente positiva  $i_7$ .

De acordo com uma característica do invento, o intervalo de

não condução torna-se progressivamente maior em virtude do condensador C2 ser carregado a uma voltagem progressivamente mais alta e também em virtude da amplitude da corrente  $i_7$  se tornar progressivamente mais pequena. Por conseguinte, uma corrente de base positiva começará a passar na base do transistor Q2 após intervalos de não condução progressivamente maiores. O resultado é que a frequência de comutação durante o intervalo de modo de impulso variará ou diminuirá progressivamente.

No tempo  $t_{12}$  da figura 5a a corrente  $i_7$  é zero. Por conseguinte, o funcionamento de modo de impulso que ocorre durante o intervalo  $t_{10}$ - $t_{12}$  não pode continuar e o intervalo longo de tempo inerte  $t_{12}$ - $t_{13}$  ocorre, no qual não acontece qualquer funcionamento de comutação. No tempo  $t_{13}$ , é gerada a corrente positiva  $i_7$  novamente e um intervalo de comutação de modo de impulso ocorre nos transistores Q1 e Q2.

Durante o intervalo de modo de impulso  $t_{10}$ - $t_{12}$  da figura 5d, o comprimento de intervalo de condução em cada ciclo aumenta progressivamente, como explicado antes. Tal funcionamento pode ser referido pelo termo funcionamento de arranque suave. Em virtude do funcionamento de arranque suave, os condensadores, por exemplo, da SMPS 200 são carregados ou descarregados de um modo gradual.

De acordo com outra característica do invento, a voltagem  $V_6$  do condensador C3, sendo mais baixa do que durante o modo de funcionamento normal, mantém a frequência de comutação dos transistores Q1 e Q2, da figura 1, acima da gama audível na SMPS 200 da figura 1 através do intervalo  $t_{10}$ - $t_{12}$  da figura 5a. Como um resultado do funcionamento de arranque suave durante a prontidão e da alta frequência de comutação durante a espera, o ruído produzido por vibrações mecânicas parasitárias nos indutores e transformadores da SMPS 200, da figura 1 é, com vantagem, substancialmente reduzido.

O funcionamento de modo de impulso, durante o intervalo  $t_{10}$ - $t_{12}$ , da figura 5c, produz a voltagem  $V_+$ , da figura 1, num nível suficiente para activar o funcionamento da unidade de

controlo remoto 333 da figura 1, durante a prontidão. Em virtude do funcionamento de modo de impulso, a energia consumida na SMPS 200 é mantida substancialmente mais baixa, a cerca de 6 watts, do que durante o modo funcionamento normal.

Para gerar a voltagem  $V+$  no nível necessário para fazer funcionar a unidade de controlo remoto 333, um ciclo de funcionamento médio correspondente dos transistores Q1 e Q2, que é substancialmente mais baixo do que durante o modo normal, é necessário. O comprimento do intervalo de condução no transistor Q1, por exemplo, deveria ser maior do que o tempo de armazenagem do transistor Q1. Por consequência, funcionando no modo de impulso, o intervalo de condução do transistor Q1 em cada ciclo, pode ser mantido mais longo para obter o ciclo de actividade de média mais baixa necessário, do que se funcionamento de comutação contínuo ocorresse durante a espera. Tal funcionamento de comutação contínuo nos transistores Q1 e Q2 ocorre durante o funcionamento de modo de operação normal sem a ocorrência de intervalos de tempo inerte, tais como o intervalo  $t_{12}-t_{13}$ , da figura 5d.

A SMPS tem também uma característica de arranque suave, como será agora explicado com a ajuda de formas de onda nas figuras 6a-6d. Símbolos e números semelhantes nas figuras 1, 5a-5d e 6a-6d indicam artigos e funções semelhantes. O modo de arranque é semelhante ao funcionamento de prontidão. Quando a unidade de alimentação é primeiro ligada, os condensadores C3 e C4 são descarregados e não existe realimentação para diante na base do transistor Q2. A oscilação é iniciada fornecendo uma pequena porção do sinal de alimentação AC rectificada  $V_7$  à base do transistor Q2. Como ilustrado pela figura 6d, o ciclo de actividade do oscilador é inicialmente muito curto, ou o intervalo em cada ciclo, quando o transistor Q2 não é condutivo, é longo, em virtude do enrolamento W2, do transformador T2, ser fortemente carregado pelo condensador descarregado C4. A carga nos condensadores C3 e C4, e a voltagem  $B+$  aumenta gradualmente num período de cerca de 15 mseg, como mostrado na figura 6c. O funcionamento normal começa seguindo este aumento lento.

No caso de um curto-circuito no terminal de saída 99, da figura 1, por exemplo, a SMPS 200 passa para um modo de funcionamento intermitente, de uma maneira semelhante ao modo de funcionamento de prontidão. Por exemplo, se o condensador C121, da figura 1, é posto em curto-circuito, o aumento na corrente  $i_3$  passando através do enrolamento secundário  $W_s$ , do transformador T1, provoca uma polarização negativa mais alta para desenvolver através de uma resistência R6, que é acoplada ao emissor do transistor Q3. A corrente de base passa então para o transistor Q3 através de um diodo D55, provocando que o transistor Q3 sature e ligue a sua voltagem de colectador  $V_4$  à terra. A carga consequente do transformador T2 provoca o funcionamento da SMPS 200 no modo de rajada intermitente como descrito para o modo funcionamento de prontidão.

A porção de alimentação de baixa voltagem da SMPS 200 que produz a voltagem  $V+$  pode ser disposta para funcionar como um conversor para diante, no caso de, por exemplo, necessidade de alta alimentação audio. A figura 7 mostra uma modificação do circuito da figura 1 para obter funcionamento de conversão para diante. Uma resistência  $R_x$  e um diodo  $D_y$ , da figura 7, servem como uma protecção de sobrecarga, como explicado mais adiante. Símbolos e números semelhantes, nas figuras 1 e 7 indicam artigos e funções semelhantes. Se ocorrer uma sobrecarga, quando a modificação mostrada na figura 7 é usada, para fornecer a alimentação audio de alta potência, a resistência  $R_x$  regista o excesso de corrente e fornece polarização negativa ao emissor do transistor Q3.

A figura 8 mostra, em forma de tabela, a variação da voltagem  $B+$  causada por uma variação correspondente numa corrente de feixe passando num eléctrodo acelerador, não mostrado, de um receptor de televisão. A voltagem  $B+$  activa o andar de saída do circuito de deflexão, não mostrado, para produzir a voltagem de aceleração e a corrente de feixe. A figura 9 mostra, em forma de tabela, a variação da voltagem  $B+$  causada por uma variação da voltagem de alimentação principal  $V_{AC}$ .

Com a finalidade de comparação, a fila nº. 1 em cada uma das tabelas das figuras 8 e 9, fornece dados obtidos quando uma SMPS

70 724

RCA 85,648

-19-

de arte anterior convencional, usando um circuito de controle TDA4601 de circuito integrado e é utilizado um transformador de alimentação Orega nº. V4937700. A fila nº. 2, em cada uma das tabelas das figuras 8 e 9 fornece dados obtidos quando a SMPS não modificada, da figura 1, é utilizada. Como pode ser visto o rendimento da SMPS 200, da figura 1, é superior.

R E I V I N D I C A Ç Õ E S

1 - Unidade de alimentação de modo comutado (200), de um aparelho de televisão, para gerar uma voltagem de alimentação de saída (B+), durante um modo de funcionamento de prontidão e durante um modo de funcionamento normal, compreendendo:

meios (100) para gerarem uma voltagem de alimentação de entrada ( $V_{UR}$ ) a partir de uma fonte de voltagem AC da rede (de corrente alterna);

primeiros meios (110) para gerarem um primeiro sinal de controlo periódico ( $V_5$ );

segundos meios de comutação (Q1) activados pela dita voltagem de alimentação de entrada ( $V_{UR}$ ) e que reagem ao dito primeiro sinal de controlo ( $V_5$ ), para produzirem uma corrente de comutação ( $i_1$ ), durante tanto o dito modo de funcionamento de prontidão como o dito modo de funcionamento normal;

terceiros meios (T1) que reagem à dita corrente de comutação ( $i_1$ ) para gerarem a dita voltagem de alimentação de saída (B+);

uma fonte (333) de um primeiro sinal de controlo de modo de prontidão/modo normal; caracterizada por compreender:

quartos meios (Q4, Q3, Q2), acoplados aos ditos meios de comutação (Q1), e que reagem ao dito primeiro sinal de controlo de modo de prontidão/modo normal e a um segundo sinal de controlo ( $i_7$ ), numa frequência que é determinada, por uma frequência da dita voltagem AC da rede para controlar os ditos meios de comutação (Q1) numa maneira de modo de impulso, durante o dito modo de funcionamento de prontidão de modo que durante um intervalo de impulso são executados um grande número de ciclos de comutação e durante um intervalo de tempo inerte alternando não são executados ciclos de comutação e alternando os dois intervalos a uma frequência que é determinada pela dita frequência da dita voltagem AC da rede.

2 - Unidade de alimentação de energia, de acordo com a reivindicação 1, caracterizada por, os ditos meios de comutação

(Q1) produzirem continuamente, no dito modo de funcionamento normal, impulsos da dita corrente de comutação ( $i_1$ ).

3 - Unidade de alimentação de energia, de acordo com a reivindicação 1, caracterizada por compreender, um circuito de carga (222) acoplado à dita voltagem de alimentação de saída (B+) e que reage ao dito primeiro sinal de controlo de modo de prontidão/modo normal (vindo de 333) para gerar uma corrente de carga, ( $i_3$ ) no mesmo, que varia de acordo com o dito primeiro sinal de controlo de modo de prontidão/modo normal e meios acoplados ao dito circuito de carga (222) e que reagem a, pelo menos, uma da dita voltagem de alimentação de saída (B+) e dita corrente de carga ( $i_3$ ) para gerarem um terceiro sinal de controlo ( $V_4$ ), que é acoplado aos ditos terceiros meios (T1), para permitir o dito funcionamento de modo de impulso, quando um nível da dita, pelo menos, uma das ditas voltagens de alimentação de saída (B+) e a corrente de carga ( $i_3$ ) está fora de uma gama de funcionamento normal.

4 - Unidade de alimentação de energia, de acordo com a reivindicação 3, caracterizada por o dito terceiro sinal de controlo ( $V_4$ ) variar um ciclo de serviço dos ditos meios de comutação (Q1) durante o dito modo de funcionamento normal de acordo com a dita voltagem de alimentação de saída (B+) de uma maneira de realimentação negativa.

5 - Unidade de alimentação de energia, de acordo com a reivindicação 1, caracterizada por durante o dito modo de funcionamento normal, os ciclos de comutação dos ditos meios de comutação (Q1) ocorrem continuamente e sem interrupção durante intervalos de tempo inertes.

6 - Unidade de alimentação de energia, de acordo com a reivindicação 1, caracterizada por, meios de modulação (T2,C3) que reagem à dita voltagem de alimentação de saída (B+) e acoplados aos ditos meios de comutação (Q1), para modularem em largura de impulso o dito funcionamento de comutação dos ditos meios de comutação (Q1) durante o dito modo de funcionamento normal, de uma maneira de realimentação negativa, regulando em

consequência a dita voltagem de alimentação de saída (B+) durante o dito modo de funcionamento normal.

7 - Unidade de alimentação de energia, de acordo com a reivindicação 6, caracterizada por o dito funcionamento de comutação ser controlado de uma maneira de anel aberto, em relação à variação da dita voltagem de alimentação de saída (B+), durante o dito modo de funcionamento de prontidão.

8 - Unidade de alimentação de energia, de acordo com a reivindicação 6, caracterizada por os ditos meios de modulação (T2) reagirem à dita voltagem AC da rede e serem acoplados aos ditos meios geradores de primeiro sinal de controle (110) para modularem em largura de impulso, o dito primeiro sinal de controle (V5) de acordo com uma forma de onda da dita voltagem AC, da rede, para proporcionar um funcionamento de arranque suave durante cada período da dita voltagem AC da rede que ocorre no dito modo de funcionamento de prontidão.

9 - Unidade de alimentação de energia, de acordo com a reivindicação 8, caracterizada por os ditos meios de comutação (Q1) funcionarem em primeiro e segundo estados de comutação durante um dado ciclo de comutação e por um comprimento de um intervalo, quando os ditos meios de comutação (Q1) funcionam num dos ditos estados, aumentar progressivamente durante períodos correspondentes da dita voltagem AC da rede, de acordo com uma forma de onda da dita voltagem AC da rede, para proporcionar o dito funcionamento de arranque suave, durante o dito modo de funcionamento de prontidão.

10 - Unidade de alimentação de energia, de acordo com a reivindicação 8, caracterizada por o dito funcionamento de arranque suave, provocar uma redução no ruído mecânico parasita na dita unidade de alimentação de energia durante o dito modo de funcionamento de prontidão.

11 - Unidade de alimentação de energia, de acordo com a reivindicação 8, caracterizada por compreender uma carga (222) acoplada à dita voltagem de alimentação de saída que gera uma corrente de carga ( $i_3$ ), em que os ditos quartos meios (Q4, Q3, Q2)

reagem a uma grandeza da dita corrente de carga para controlarem o dito funcionamento de comutação na dita maneira de modo de impulso quando a dita grandeza da dita corrente de carga é excessiva.

12 - Unidade de alimentação de energia, de acordo com a reivindicação 11, caracterizada por os ditos meios de modulação (T2,C3) modularem o dito primeiro sinal de controlo (V<sub>5</sub>) de acordo com a dita forma de onda da dita voltagem AC da rede para proporcionarem o dito funcionamento de arranque suave, quando a dita grandeza da dita corrente de carga (i<sub>3</sub>) é excessiva, para proporcionar uma protecção de sobre-corrente.

13 - Unidade de alimentação de energia de modo comutado, incluindo meios para gerarem uma voltagem de alimentação de entrada (V<sub>UR</sub>) a partir de uma fonte de voltagem de rede AC numa primeira frequência;

um transformador (T2) tendo um primeiro enrolamento (W<sub>1</sub>) acoplado à dita voltagem de alimentação de entrada (V<sub>UR</sub>); caracterizado por:

os primeiros meios de comutação (Q2) acoplados ao dito primeiro enrolamento (W<sub>1</sub>) para gerarem uma corrente de comutação (i<sub>2</sub>) no mesmo, formando os ditos primeiros meios de comutação (Q2) e o dito transformador (T2) um circuito de sinal de realimentação positivo regenerativo, que forma um oscilador (110) que oscila continuamente durante um modo de funcionamento normal;

meios (Q1), acoplados à dita voltagem de alimentação de entrada (V<sub>UR</sub>), e que reagem a um sinal de saída (V<sub>5</sub>) do dito oscilador (110) para gerarem, a partir da dita voltagem de alimentação de entrada (V<sub>UR</sub>), uma voltagem de alimentação de saída (B+) através de um funcionamento de comutação controlada, de acordo com o dito sinal de saída (V<sub>5</sub>), do dito oscilador (110);

meios (Q3, Q4) que reagem à dita voltagem de alimentação de saída (B+) e acoplados ao dito oscilador (110) para modularem o dito sinal de saída de oscilador (V<sub>5</sub>) durante o dito modo de funcionamento normal de uma maneira de realimentação negativa,

regulando, por consequência, a dita voltagem de alimentação de saída (B+);

meios (Q4, Q3) que reagem a um sinal de controlo de modo de prontidão/modo normal (de 333) e acoplados ao dito oscilador (110) para desligarem as oscilações contínuas no dito oscilador (110), num modo de funcionamento de prontidão; e

meios (D2, C3) que reagem a um sinal ( $i_7$ ) numa frequência que é determinada pela dita primeira frequência, para iniciar um funcionamento de comutação de modo de impulso nos ditos primeiros meios de comutação (Q2) que é repetitivo numa frequência determinada pela dita primeira frequência quando as oscilações contínuas são desligadas.

14 - Fonte de alimentação de energia, de acordo com a reivindicação 13, caracterizada por os ditos meios de modulação (Q3, Q4) incluírem um condensador (C4) para gerar uma voltagem de controlo ( $V_4$ ), no dito condensador (C4), tendo um valor que é indicativo de um ciclo de actividade dos ditos primeiros meios de comutação (Q2) necessários para regular a dita voltagem de alimentação de saída (B+), e por os ditos meios de modulação incluírem, adicionalmente, segundos meios de comutação (Q3) que reagem à dita corrente de comutação ( $i_2$ ) para acoplarem o dito condensador (C4) ao segundo enrolamento ( $W_2$ ) para aplicar a dita voltagem de controlo ( $V_4$ ) no dito condensador (C4) ao dito segundo enrolamento ( $W_2$ ) durante um intervalo de retorno de um dado ciclo de comutação dos ditos primeiros meios de comutação (Q2), e

meios (Q4) acoplados ao dito condensador (C4) e que reagem ao dito sinal de controlo de modo de prontidão/modo normal (de 333) para controlar a dita voltagem de controlo ( $V_4$ ) numa maneira que desliga o dito circuito de sinal de realimentação positiva e regenerativa durante o dito modo de funcionamento de prontidão.

15 - Fonte de alimentação de energia, de acordo com a reivindicação 13, caracterizada por os ditos meios de modulação (Q3, Q4) formarem um circuito de sinal acoplado DC (de corrente contínua) entre um terminal (99), em que a dita voltagem de

alimentação de saída (B+) é desenvolvida, e o dito segundo enrolamento ( $W_2$ ) do dito transformador (T2).

16 - Fonte de alimentação de energia de modo comutado para gerar uma voltagem de alimentação de saída (B+) durante tanto um modo de funcionamento de prontidão como um modo de funcionamento normal, incluindo:

meios para gerarem uma voltagem de alimentação de entrada ( $V_{UR}$ ) a partir de uma fonte da voltagem AC da rede;

meios (110) para gerarem um primeiro sinal de controlo ( $V_5$ ) a uma dada frequência;

meios de comutação (Q1) activados pela dita voltagem de alimentação de entrada ( $V_{UR}$ ) e que reagem ao dito primeiro sinal de controlo ( $V_5$ ) para produzirem uma corrente de comutação ( $i_1$ ) durante tanto o dito modo de funcionamento de prontidão como o dito modo de funcionamento normal;

meios (T1,  $W_5$ ) que reagem à dita corrente de comutação ( $i_1$ ) para gerarem a dita voltagem de alimentação de saída (B+);

uma fonte (333) de um sinal de controlo de modo de prontidão/modo normal;

caracterizada por compreender:

meios (Q4, Q3, T2, C3) que reagem ao dito sinal de controlo de modo de prontidão/modo normal de operação, para controlarem os ditos meios de comutação (Q1) numa maneira de modo de impulso durante o dito modo de funcionamento de prontidão, tal que, durante um intervalo de impulso, são realizados um grande número de ciclos de comutação, e durante um intervalo de tempo inerte alternativo, não são realizados ciclos de comutação; e

meios (D2, R3, C2) acoplados aos ditos meios de comutação (Q1) para controlarem uma frequência de comutação nos ditos meios de comutação (Q1), durante o dito modo de funcionamento de prontidão, de modo que a dita frequência de comutação, dos ditos meios de comutação (Q1), varie dentro do dito intervalo de impulso.

17 - Fonte de alimentação de energia, de acordo com a reivindicação 16, caracterizada por durante o modo de funcionamento de prontidão, a dita frequência de comutação, dos ditos meios de comutação (Q1), ser uma função de uma forma de onda da dita voltagem de alimentação de entrada.

18 - Fonte de alimentação de energia, de acordo com a reivindicação 16, caracterizada por a dita frequência de comutação diminuir progressivamente durante o dito intervalo de modo de impulso.

19 - Fonte de alimentação de energia, de acordo com a reivindicação 18, caracterizada por as actualizações dos ditos meios de comutação aumentarem progressivamente durante o dito intervalo de modo de impulso.

20 - Fonte de alimentação de energia, de acordo com a reivindicação 16, caracterizada por os ditos meios de controlo de frequência fornecerem um funcionamento de arranque suave dentro do dito intervalo de impulso.

21 - Fonte de alimentação de energia de modo comutado, incluindo:

uma fonte de voltagem de alimentação de entrada ( $V_{UR}$ );

um transformador (T2), tendo um primeiro enrolamento ( $W_1$ ) acoplado à dita voltagem de alimentação de entrada ( $V_{UR}$ );

primeiros meios de comutação (Q2) acoplados ao dito primeiro enrolamento ( $W_1$ ) para gerarem um sinal de comutação ( $i_2$ ) no dito transformador (T2) que é acoplado, de uma maneira de realimentação positiva aos ditos primeiros meios de comutação (Q2) para formarem um oscilador (110) que oscila continuamente durante um modo de funcionamento normal;

meios acoplados à dita voltagem de alimentação de entrada ( $V_{UR}$ ) e que reagem a um sinal de saída ( $V_5$ ) do dito oscilador (110) para gerarem, a partir da dita voltagem de alimentação de entrada ( $V_{UR}$ ), a dita voltagem de alimentação de saída (B+) através de um funcionamento comutado controlado de acordo com o dito sinal de saída de oscilador ( $V_5$ ); caracterizada por

compreender:

meios (Q4, Q3, T2), que reagem à dita voltagem de alimentação de saída (B+), e acoplados ao dito oscilador (110) para modularem o dito sinal de saída de oscilador (V<sub>5</sub>) durante um modo de funcionamento normal numa maneira de realimentação negativa, regulando por consequência a dita voltagem de alimentação de saída (B+);

meios que reagem a um sinal de controlo de modo de prontidão/modo normal (de 333), e acoplados ao dito oscilador (110) para desligarem, num modo de funcionamento de prontidão, as oscilações contínuas no dito oscilador;

meios (D1; C2) que reagem a um sinal numa primeira frequência para iniciarem um funcionamento de comutação de modo de impulso, nos ditos primeiros meios de comutação (Q1), que é repetitivo numa frequência determinada pela dita primeira frequência quando as oscilações contínuas estão desligadas;

um condensador (C3); e

segundos meios de comutação (D2) que reagem ao dito sinal de controlo de modo de prontidão/modo normal para acoplarem o dito condensador (C3) ao dito circuito de sinal de realimentação positiva para manterem uma frequência de comutação dos ditos primeiros meios de comutação (Q1) numa gama audível durante o dito modo de funcionamento de impulso e para desacoplar o dito condensador (C3) do circuito de sinal de realimentação positivo para evitar que o dito condensador afecte a frequência de oscilação (110), do dito oscilador, durante o dito modo de funcionamento normal.

22 - Fonte de alimentação de energia, de acordo com a reivindicação 21, caracterizada por incluir uma resistência (R3) acoplada ao dito condensador (C3) para descarregar o dito condensador (C3) durante os intervalos de tempo inertes, quando não ocorre funcionamento de comutação de modo de impulso no dito modo de funcionamento de prontidão.

23 - Fonte de alimentação de energia, de acordo com a

70 724

RCA 85,648

-28-

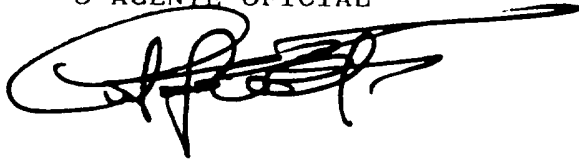
reivindicação 22, caracterizada por os ditos segundos meios de comutação incluírem um diodo (D2) que é acoplado entre um segundo enrolamento ( $W_3$ ) do dito transformador e dito condensador.

24 - Fonte de alimentação, de acordo com a reivindicação 23, caracterizada por uma corrente, a qual carrega o dito condensador (C3) através do dito diodo (D2), desenvolver uma voltagem no dito condensador (C3) que sobe numa primeira direcção durante um dado intervalo de modo <sup>de</sup> impulso e por a dita resistência (R3) provocar que a dita voltagem de condensador (C3) suba numa direcção oposta durante os ditos intervalos de tempo inertes.

Lisboa, -7 MAR 1950

Por RCA LICENSING CORPORATION

- O AGENTE OFICIAL -



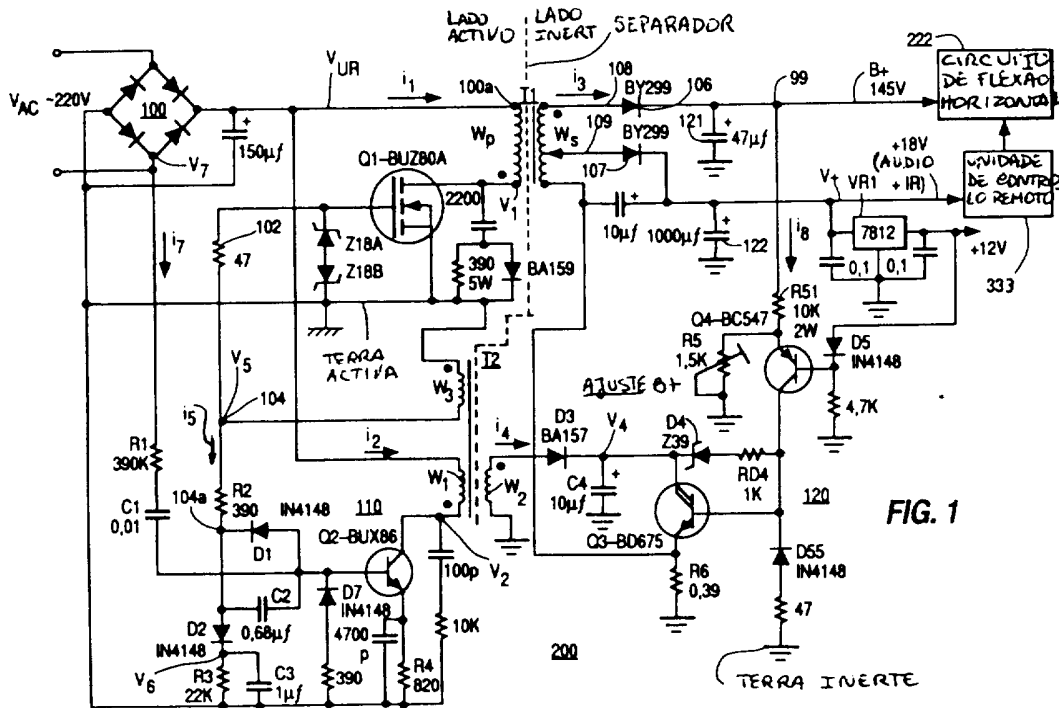
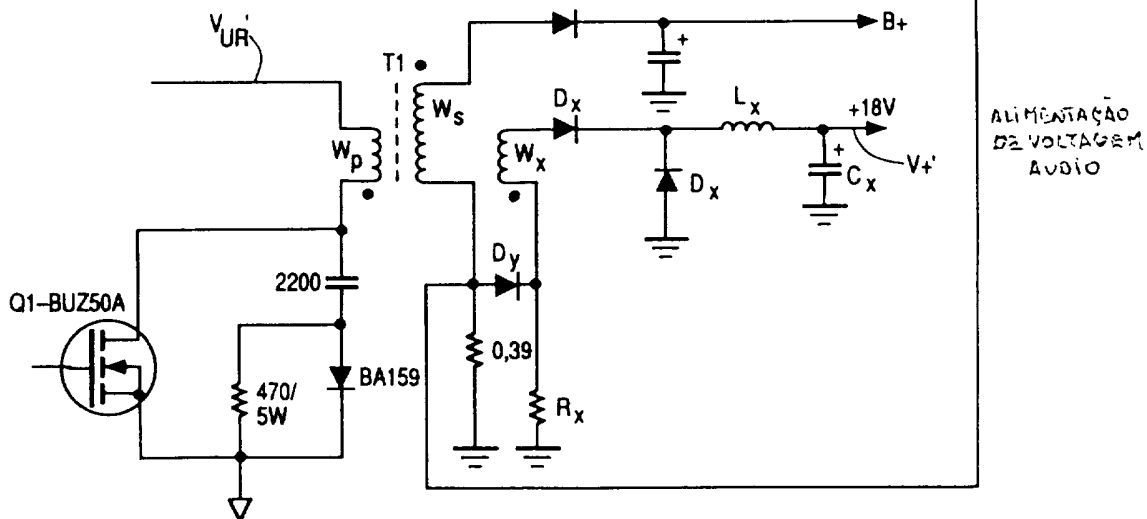
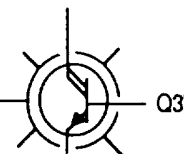


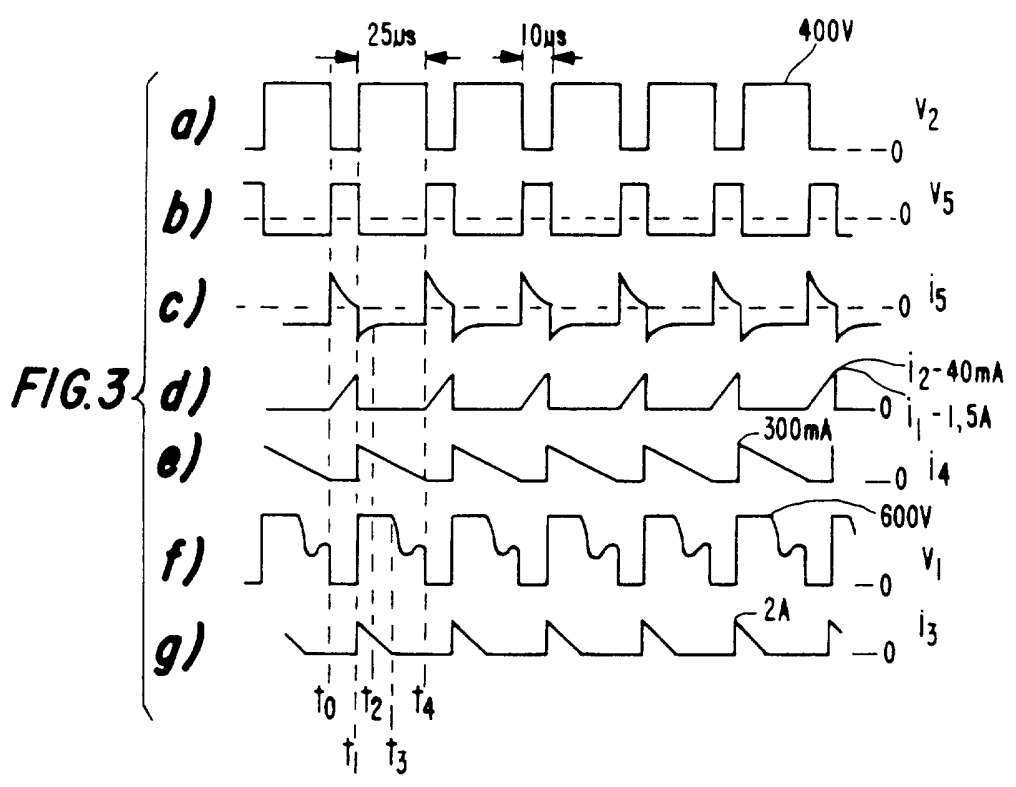
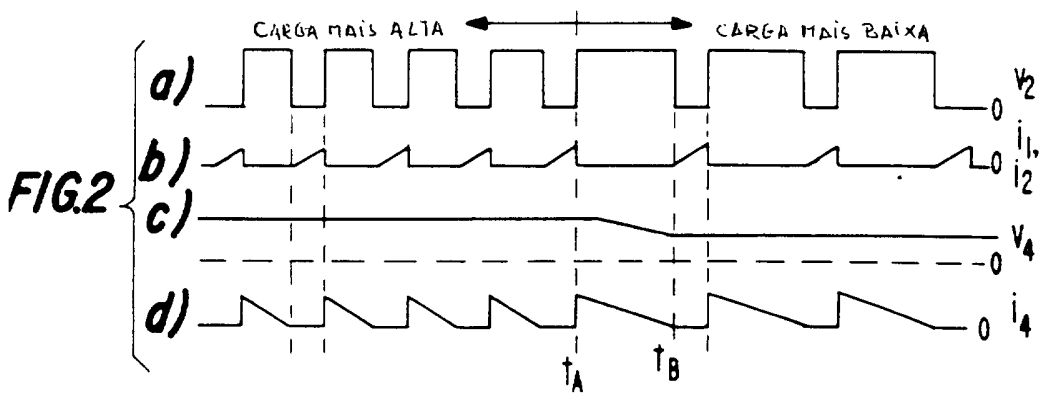
FIG. 1

FIG. 7

MODIFICAÇÃO DO CIRCUITO DA FIGURA 1 PARA ALTO CONSUMO DE POTÊNCIA AUDIO

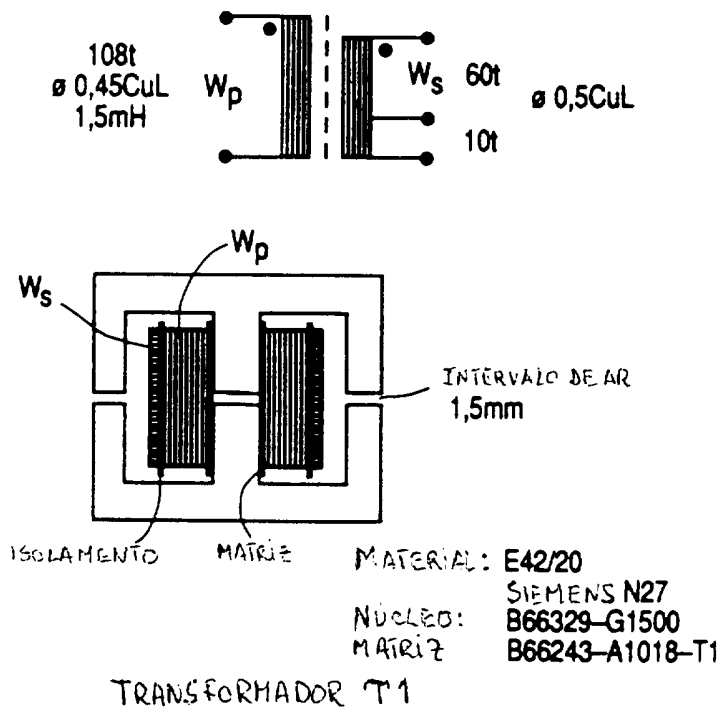
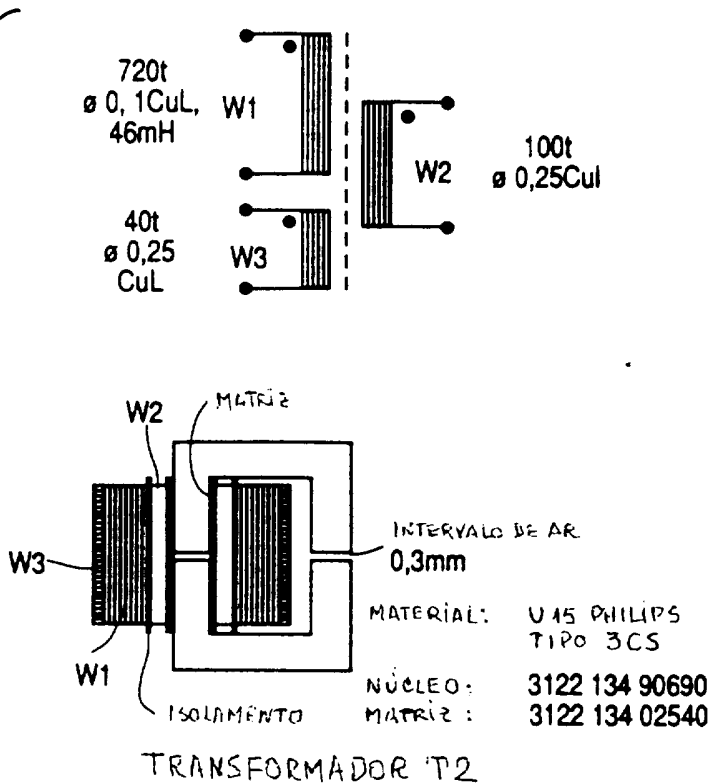
BD675

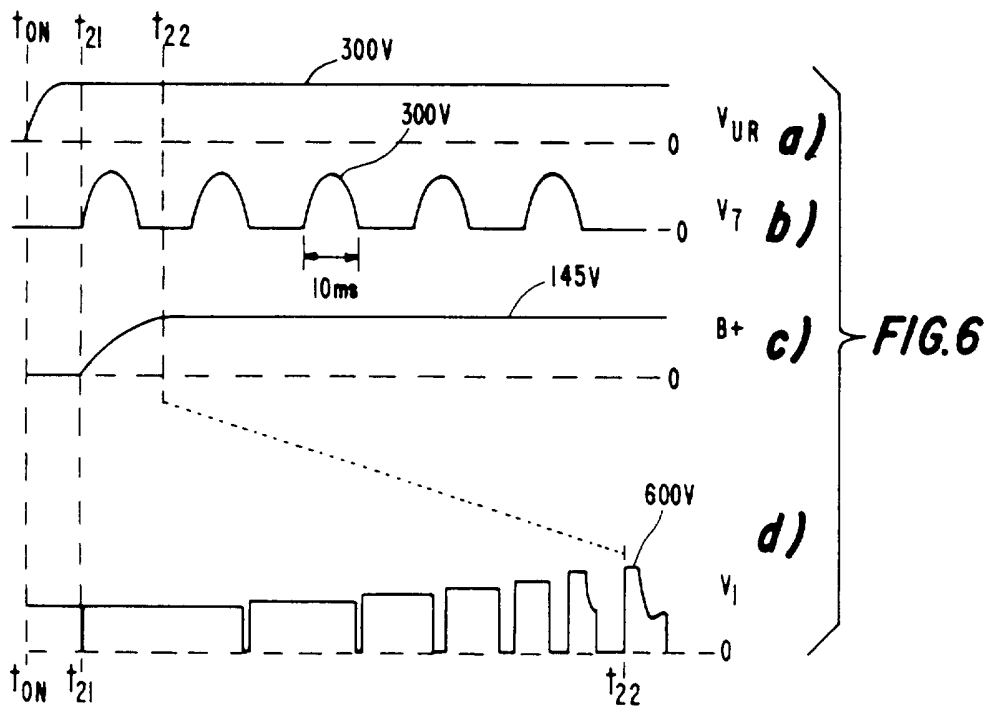
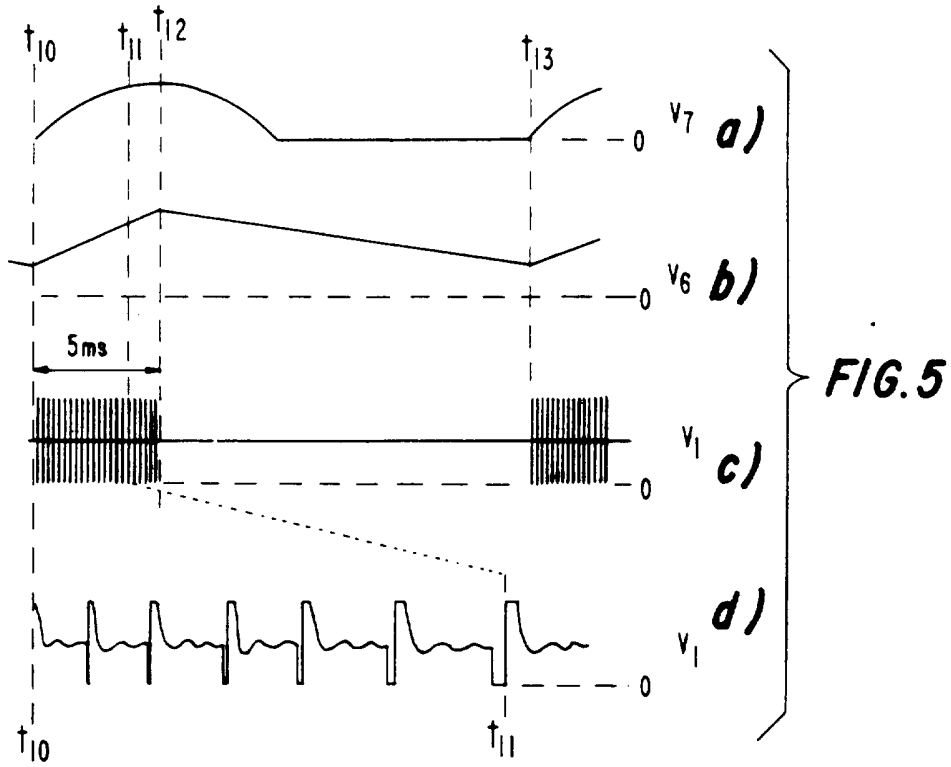
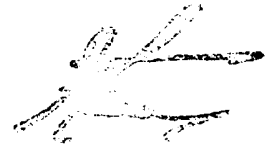






**FIG. 4**  
 DADOS DO  
 TRANSFORMADOR





**FIG. 8**

COLUNA #	VOLTAGEM DA REDE [V]	CORRENTE DE FEIXE [mA]	VOLTAGEM B+ [V]	TIPO DE CIRCUITO	$\Delta V$ [mV]
1	220	0.8	139.8	ARTE ANTERIOR	700
		0	140.5		
2	220	0.8	140.5	SMPS DA FIG. 1	200
		0	140.7		

**FIG. 9**

COLUNA #	VOLTAGEM DA REDE [V] V <sub>AC</sub>	CORRENTE DE FEIXE [mA]	VOLTAGEM B+ [V]	TIPO DE CIRCUITO	$\Delta V$ [mV]
1	180	0.5	139.1	ARTE ANTERIOR	1.4
	250		140.5		
2	180	0.5	140.4	SMPS DA FIG. 1	0.1
	250		140.5		