



**República Federativa do Brasil**

Ministério do Desenvolvimento, Indústria,  
Comércio e Serviços

Instituto Nacional da Propriedade Industrial



**(11) BR 102018005404-0 B1**

**(22) Data do Depósito:** 19/03/2018

**(45) Data de Concessão:** 28/05/2024

**(54) Título:** CONVERSOR DE ENERGIA PARA PROVER UM SINAL DE SAÍDA DE CORRENTE CONTÍNUA PARA UMA ESTRUTURA DE ANODO EM UM SISTEMA DE ELETRODEPOSIÇÃO OU DE PINTURA, MÉTODO PARA APLICAR UM REVESTIMENTO A UMA PEÇA DE TRABALHO E SISTEMA PARA APLICAR UM REVESTIMENTO A UMA PEÇA DE TRABALHO

**(51) Int.Cl.:** C25D 17/00; C25D 17/02; C25D 21/12; H02M 1/14; H02M 3/335; (...).

**(52) CPC:** C25D 17/00; C25D 17/02; C25D 21/12; H02M 1/14; H02M 3/335; (...).

**(30) Prioridade Unionista:** 21/03/2017 US 15/465,110.

**(73) Titular(es):** ROCKWELL AUTOMATION TECHNOLOGIES, INC..

**(72) Inventor(es):** NICKOLAY N. GUSKOV; GARY L. SKIBINSKI; ZHIJUN LIU; WILLIAM JONN SARVER.

**(57) Resumo:** SISTEMA PARA APLICAR UM REVESTIMENTO A UMA PEÇA DE TRABALHO, CONVERSOR DE ENERGIA PARA PROVER UM SINAL DE SAÍDA DE CORRENTE CONTÍNUA PARA UMA ESTRUTURA DE ANODO EM UM SISTEMA DE ELETRODEPOSIÇÃO OU DE PINTURA E MÉTODO PARA APLICAR UM REVESTIMENTO A UMA PEÇA DE TRABALHO. Os sistemas de eletrodeposição e de pintura, métodos e conversores de energia são descritos para prover sinais individuais de saída de CC regulados para as estruturas de anodo distribuídas em uma solução de deposição em um tanque para promover a formação de material de deposição em uma peça de trabalho que usa um inversor de PWM para gerar um primeiro sinal de CA, um filtro de onda senoidal para prover um sinal filtrado de CA, um transformador de isolamento de multifases para prover uma pluralidade de sinais isolados de CA, um retificador de ponte de diodo de multipulsos para prover um sinal de saída de retificador de CC, um filtro de saída para prover um sinal de saída de retificador de CC, e um diodo de bloqueio para prover o sinal de saída de retificador de CC para a estrutura de anodo de tanque correspondente.

CONVERSOR DE ENERGIA PARA PROVER UM SINAL DE SAÍDA DE CORRENTE CONTÍNUA PARA UMA ESTRUTURA DE ANODO EM UM SISTEMA DE ELETRODEPOSIÇÃO OU DE PINTURA, MÉTODO PARA APLICAR UM REVESTIMENTO A UMA PEÇA DE TRABALHO E SISTEMA PARA APLICAR UM REVESTIMENTO A UMA PEÇA DE TRABALHO

INCORPORAÇÃO POR REFERÊNCIA

[001] As Patentes Norte-Americanas a seguir são aqui incorporadas por referência em suas totalidades: Patente Norte-Americana Nº 6.198.647 de Zhou et al., intitulada "Configuração de Transformador de Doze fases ("Twelve-phase Transformer Configuration")", emitida em 6 de março de 2001; Patente Norte-Americana Nº 6.335.872 de Zhou et al., intitulada "Transformador de Nove fases ("Nine-phase Transformer")", emitida em 1º de janeiro de 2002; Patente Norte-Americana Nº 7.626.836 de Leggate et al., intitulada "Método e aparelho para controle de inversor de tensão ajustável/frequência ajustável ("Method and apparatus for adjustable voltage/adjustable frequency inverter control")" emitida em 1º de dezembro de 2009 e Patente Norte-Americana Nº 6.208.537 de Skibinski et al., intitulada "Filtro de saída de onda senoidal ressonante em série e metodologia de design ("Series resonant sine wave output filter and design methodology")", emitida em 27 de março de 2001; Patente Norte-Americana Nº 6.549.434 de Zhou et al., intitulada "Método e Aparelho de Atenuação de Harmônicos ("Harmonic Mitigating Method and Apparatus")", emitida em 15 de abril de 2003; e Patente Norte-Americana Nº 8.299.732 de Hoadley e Skibinski, intitulada "Sistema e Método de Conversão de Energia ("Power Conversion Sistema and Method")", emitida em 30 de outubro de 2012.

INFORMAÇÃO HISTÓRICA

[002] A presente descrição refere-se a sistemas de conversão de energia, e mais particularmente a conversores de CA/CC.

#### BREVE DESCRIÇÃO

[003] Os exemplos descritos incluem conversores de CA/CC e sistemas de eletrodeposição ou de pintura com sistemas de controle de anodo modular (MAC) para implementar uma eletrodeposição de CC anódico para as peças de trabalho e outras aplicações de uso final. Os conversores individuais de MAC de CA/CC incluem um inversor de PWM para gerar um primeiro sinal de CA, um filtro de onda senoidal para receber o primeiro sinal de CA e prover um sinal filtrado de CA para uma seção primária correspondente de um transformador de isolamento de multifases, um retificador de ponte de diodo de multipulsos e um filtro de ondulação de CA de saída para gerar um sinal de saída de CC. O sinal de CC é acoplado por meio do diodo de bloqueio a um anodo correspondente posicionado em um tanque que inclui uma solução de deposição de líquido. As peças de trabalho são transferidas por meio do material de deposição de líquido no tanque e sinais de CC a partir dos anodos causam deposição da superfície de peça de trabalho.

[004] Os métodos de eletrodeposição e de pintura são descritos para aplicar um revestimento em uma peça de trabalho, que inclui mover uma peça de trabalho por meio de uma solução de deposição em um tanque ao longo de uma direção do processo entre a extremidade de entrada e a extremidade de saída, provendo um sinal de tensão de CC regulada para cada um de uma pluralidade de estruturas de anodo de tanque distribuídas na solução de deposição ao longo da direção do processo entre a extremidade de entrada e a extremidade de

saída do tanque para promover a formação de material de deposição na peça de trabalho, e gerando os sinais individuais de tensão de CC de acordo com um perfil que define os pontos de ajuste para os módulos conversores individuais de energia. A geração de sinal de CC inclui, para cada estrutura de anodo de tanque, gerando um primeiro sinal de CA em uma frequência, por exemplo, em uma faixa de cerca de único dígito de Hz a cerca de 600 Hz ou maior que usa um inversor de modulação de largura de pulso (PWM), filtrando o primeiro sinal de CA para gerar um sinal filtrado de CA que usa um filtro de onda senoidal, gerando uma pluralidade de sinais isolados de CA de acordo com o sinal filtrado de CA que usa um transformador de isolamento de multifases, retificando os sinais isolados de CA para gerar uma saída de sinal de saída de retificador de CC que usa um retificador de ponte de diodo de multipulsos, filtrando o sinal de saída de retificador de CC para gerar um sinal filtrado de saída de retificador de CC que usa um filtro de saída, e provendo a saída de retificador filtrado de CC para a estrutura de anodo de tanque por meio de um diodo de bloqueio.

#### BREVE DESCRIÇÃO DOS DESENHOS

[005] A FIG. 1 é um diagrama de sistema que mostra um exemplo de sistema de eletrodeposição ou de pintura.

[006] A FIG. 2 é um gráfico que mostra a tensão de ondulação de CA e a tensão de saída de CC média para pontes de SCR como uma função de atraso de ângulo de disparo.

[007] A FIG. 3 é um gráfico que mostra um exemplo de processo de revestimento que usa um sistema de retificador de CA/CC com múltiplos retificadores de SCR de 12 pulsos.

[008] A FIG. 4 é um gráfico que mostra as características de tensão de anodo para catodo e de corrente de anodo a cada estágio de retificador de anodo que usa múltiplos retificadores de 12 pulsos.

[009] A FIG. 5 é um gráfico que mostra as formas de onda de carga de CC para duas topologias de conversão de energia de CA/CC diferentes.

[010] A FIG. 6 é um gráfico que mostra as características de fator de energia de entrada de seções de retificador de SCR de 6 pulsos versus 12 pulsos.

[011] A FIG. 7 é um diagrama esquemático que mostra uma topologia de conversão de CA/CC ajustável para regular uma carga isolada de CC.

[012] A FIG. 8 é um diagrama esquemático que mostra um bloco de energia da Topologia de Conversão de CA/CC Ajustável.

[013] A FIG. 9 é um diagrama esquemático que mostra componentes usados em um bloco de energia de filtro de onda senoidal.

[014] A FIG. 10 é um diagrama esquemático que mostra componentes usados em um bloco de transformador de isolamento de nove fases.

[015] A FIG. 11 é um diagrama esquemático que mostra componentes usados em uma realização com 18 diodos em um bloco de retificador de 18 pulsos.

[016] A FIG. 12 é um diagrama esquemático que mostra componentes usados em uma realização de um filtro de saída de CC.

[017] A FIG. 13 é um diagrama esquemático que mostra componentes usados em uma realização de um bloco de

diodos de bloqueio de anodo de saída e feedback associado de corrente.

[018] As FIGS. 14 a 19 são diagramas de forma de onda que ilustram o fluxo de energia na topologia de conversão de CA/CC ajustável de FIG. 7.

[019] A FIG. 20 é um diagrama de sistema que mostra 16 cargas de seção de retificador de anodo.

[020] As FIGS. 21 e 22 são diagramas de sistema que mostram a configuração de sistema em que dois grupos de oito cargas de seção de retificador de anodo são selecionados.

[021] A FIG. 23 é um diagrama de sistema que mostra a configuração de sistema em que três grupos de cinco cargas de seção de retificador de anodo são selecionados.

#### DESCRIÇÃO DETALHADA DA INVENÇÃO

[022] A FIG. 1 ilustra um exemplo de sistema de eletrodeposição 1 que inclui uma pluralidade de conversores de energia 100 para prover sinais de saída de CC com baixo nível de ondulação. Os exemplos descritos incluem sistemas de eletrodeposição 1, métodos de eletrodeposição e conversores de energia 100 para prover sinais de saída de CC individualmente regulados para as estruturas de anodo 10 distribuídas em uma solução de deposição 4 em um tanque 2 para promover formação de material de deposição em uma peça de trabalho 3. Os conversores individuais de energia 100 incluem um inversor de PWM 101 para gerar um primeiro sinal de CA, um filtro de onda senoidal 106 para prover um sinal filtrado de CA, um transformador de isolamento de multifases 107 para prover uma pluralidade de sinais isolados de CA, um retificador de ponte de diodo de multipulsos 108 para prover um sinal de saída de retificador de CC, um filtro de saída 109 para prover um sinal

de saída de retificador de CC, e um diodo de bloqueio 110 para prover o sinal filtrado de saída de retificador de CC para estrutura de anodo de tanque 10 correspondente. O tanque 2 na FIG. 1 é pelo menos parcialmente enchido com uma solução de deposição 4. O tanque 2 se estende ao longo de uma direção do processo PD a partir de uma extremidade de entrada 6 a uma extremidade de saída 8. Uma pluralidade de estruturas de anodo de tanque 10 é montada de um modo distribuído ao longo da direção do processo PD entre as extremidades 6 e 8, e as estruturas individuais de anodo são dispostas na solução de deposição 4 no tanque 2. Quaisquer módulos conversores 100 adequados de número inteiro N podem ser usados, correspondentes a N estruturas de anodo 10 associadas com o tanque 2. Os módulos conversores individuais de energia 100 incluem uma primeira saída (saída de anodo) 100a (+) e uma segunda saída (saída de catodo) 100c (-) para prover um sinal de saída de CC. Em particular, a primeira saída 100a provê um sinal de saída de CC para uma estrutura correspondente das estruturas de anodo de tanque 10, e a segunda saída 100c neste exemplo é conectada a um catodo comum eletricamente acoplado a uma sequência ou cadeia 11 a partir da qual as peças de trabalho de veículo automotivo 3 são suspensas na solução de deposição 4.

[023] Os módulos conversores de energia 100 operam de acordo com um perfil que define os pontos de ajuste para os módulos conversores individuais de energia 100. Os módulos conversores individuais de energia 100 incluem uma tensão ajustável, inversor de modulação de largura de pulso (PWM) de frequência ajustável 101 para gerar um primeiro sinal de CA. Qualquer sinal de saída de CA único ou de multifases

adequado pode ser gerado pelo inversor de PWM 101. Em um exemplo, o inversor de PWM 101 inclui um circuito de comutação de inversor de seis pulsos com três pares de dispositivos de comutação superior e inferior individualmente acoplados entre um nó de barramento de CC e um nó correspondente de três nós de saída para prover o primeiro sinal de CA como um sinal de CA de três fases. Em determinados exemplos, além disso, o inversor de PWM 101 regula o sinal filtrado de saída de retificador de CC ao ajustar o primeiro sinal de CA pelo menos parcialmente de acordo com um sinal de feedback  $100f$  a partir do filtro de saída 109. Em determinadas realizações, o inversor de PWM 101 provê o primeiro sinal de CA em uma frequência de sinal em uma faixa de cerca de único dígito de Hz a cerca de 600 Hz, por exemplo, em uma faixa de cerca de 180 Hz a cerca de 300 Hz. Em uma realização, o inversor de PWM 101 provê o primeiro sinal de CA em uma frequência de sinal de cerca de 180 Hz.

[024] Os módulos individuais de energia 100 também incluem um filtro de onda senoidal 106 com uma entrada para receber o primeiro sinal de CA, e uma saída para prover um sinal filtrado de CA, assim como um transformador de isolamento de multifases 107 com um enrolamento primário para receber o sinal filtrado de CA. Um secundário de multifases do transformador de isolamento 107 provê uma pluralidade de sinais isolados de CA. O transformador de isolamento de multifases 107 em um exemplo é um transformador de seis fases. Em outros exemplos não limitativos, o transformador de isolamento de multifases 107 é um transformador de nove fases. Além disso, os módulos de energia 100 incluem um retificador de ponte de diodo de multipulsos 108 que tem uma pluralidade de entradas

de retificador para receber a pluralidade de sinais isolados de CA a partir do transformador de isolamento 107, e uma saída de retificador para prover um sinal de saída de retificador de CC. Um filtro de saída é incluído, com uma entrada para receber o sinal de saída de retificador de CC, e uma saída para prover um sinal filtrado de saída de retificador de CC. Os módulos de energia 100 também incluem um diodo de bloqueio 110 para aprimoramento entre os conversores 100 conectados às estruturas de anodo de tanque 10 na solução de deposição 4. Os diodos individuais de bloqueio 110 têm um anodo conectado à saída do filtro de saída 109, e um catodo conectado à estrutura de anodo de tanque 4 correspondente. O diodo de bloqueio 110 provê, dessa forma, o sinal filtrado de saída de retificador de CC à estrutura de anodo de tanque 10 correspondente para promover a formação de material de deposição nas peças de trabalho 3 quando elas se deslocam por meio da solução de deposição 4 ao longo da direção do processo PD no tanque 2.

[025] A presente descrição também provê um método de eletrodeposição para aplicar um revestimento a uma peça de trabalho 3. Em um exemplo, o método inclui mover uma peça de trabalho 3 por meio de uma solução de deposição 4 em um tanque 2 ao longo de uma direção do processo PD entre a extremidade de entrada 6 e a extremidade de saída 8, assim como prover um sinal de tensão de CC para cada um de uma pluralidade de estruturas de anodo de tanque 10 distribuídas na solução de deposição 4 ao longo da direção do processo entre a extremidade de entrada e a extremidade de saída do tanque 2 para promover a formação de material de deposição na peça de trabalho 3. O método ainda inclui gerar os sinais individuais de tensão de CC de acordo com um perfil que define os pontos

de ajuste para os módulos conversores individuais de energia 100. Isto inclui, para cada estrutura de anodo de tanque 10, gerar um primeiro sinal de CA a uma frequência em uma faixa de cerca de 120 Hz a cerca de 600 Hz usando um inversor de PWM de modulação de largura de pulso 101, filtrar o primeiro sinal de CA para gerar um sinal filtrado de CA usando um filtro de onda senoidal 106, gerar uma pluralidade de sinais isolados de CA de acordo com o sinal filtrado de CA usando um transformador de isolamento de multifases 107, retificar os sinais isolados de CA para gerar um sinal de saída de retificador de CC usando um retificador de ponte de diodo de multipulsos 108, filtrar o sinal de saída de retificador de CC para gerar um sinal filtrado de saída de retificador de CC que usa um filtro de saída 109, e prover a saída de retificador filtrado de CC para a estrutura de anodo de tanque 10 por meio de um diodo de bloqueio 110.

[026] Os exemplos descritos proveem uma fonte de energia de entrada de CA ou de CC para distribuir um sinal de saída de CC para energizar as estruturas de anodo de tanque 10. Os conversores individuais 100 proveem um potencial de tensão de CC de saída ajustável e regulada para uma carga que é totalmente isolada a partir da linha de CA, enquanto facilita as características de tensão de ondulação de CA de nível ultrabaixo na mesma carga de CC. Isto é particularmente vantajoso em conexão com o processo de eletrodeposição descrito, em que a ondulação de CA nas estruturas de anodo 10 leva a variações de superfície no processo de deposição e inconsistências correspondentes na espessura depositada do epóxi ou da tinta nas peças de trabalho de veículo 3.

[027] Em determinados exemplos, o sistema inclui um retificador de entrada de ponte de diodo de 6 pulsos (por exemplo, retificador 301 na FIG. 8 abaixo), que pode ser conectado a uma linha de CA. Em outros exemplos, o sistema recebe diretamente energia de entrada a partir de uma fonte de entrada de CC, com um seguimento na conexão a um filtro de  $L_{dc}$ - $C_{dc}$  de link de CC para derivar um potencial de barramento de CC fixo para acionar um inversor de PWM de pulso 101. Os semicondutores de inversor de PWM seletivamente comutam o barramento de CC a uma alta taxa para criar uma tensão de CA ajustável de 3 fases a qualquer frequência fundamental fixada desejada, por exemplo, até 600 Hz. A tensão de CA de PWM é filtrada, em um exemplo usando um filtro de saída de onda senoidal LC ( $L_{ac}$  -  $C_{ac}$ ) 106 para recuperar apenas a tensão de onda senoidal fundamental de 3 fases. O sinal filtrado é então aplicado a um transformador primário de isolamento de multifases (por exemplo, 3 fases a 9 fases ou 3 fases a 12 fases) do transformador 107. Os enrolamentos secundários do transformador de multifases 107 são conectados ao número adequado de diodos retificadores do retificador de ponte de diodo de multipulsos 108 para gerar um componente de CC variável galvânico isolado, ajustável e controlável.

[028] Qualquer ondulação de CA remanescente no componente de CC fundamental é ainda filtrada pelo filtro de saída 109 ( $L_{dc2}$  -  $C_{dc2}$ ) para obter uma tensão de ondulação de CA de nível ultrabaixo que é desejável para muitos tipos de aplicações de carga de CC, que incluem o processo de eletrodeposição ilustrado. Em determinados exemplos, um sinal isolado de tensão de CC de saída é provido como um sinal de feedback 100f e o sinal de feedback é comparado a uma

referência de CC de comando em um controlador integral proporcional (por exemplo, PI) cuja saída é um comando de tensão de CA ajustável para controlar o inversor 101. Os exemplos adequados são ilustrados na Patente Norte-Americana Nº 7.626.836, incorporada por referência. Em um exemplo, o sinal isolado de feedback de corrente de saída de CC é comparado a uma referência de limite de corrente e a operação de circuito fechado regulará ou retornará a tensão de saída de inversor até que a referência de limite de corrente seja satisfeita. O sistema total pode ser configurado como uma linha individual de CA para o retificador de carga de CC, ou múltiplos retificadores de carga de CC com uma conexão de linha de barramento de CA comum ou múltiplos retificadores de carga de CC conectados ao lado de entrada de CC de inversor a partir de um sistema de retificador de barramento de CC.

[029] Em determinados exemplos, o sistema de conversão de energia de CA/CC converte a tensão de linha de CA de entrada a partir de uma frequência fixa e magnitude fixa à outra forma e nível de tensão de CC (frequência zero) de magnitude de tensão de CC variável. Os conversores de energia 100 descritos podem incluir múltiplos estágios para diferentes tipos de aplicações de conversão, e podem ser usados para outras aplicações além do processo de eletrodeposição descrito. Por exemplo, muitas aplicações precisam de uma tensão de CC de saída com um componente de tensão de ondulação de CA tão pequena quanto possível. Exemplo de requisitos de tensão ultrabaixa de ondulação de CA normalmente envolve processos industriais tal como revestimento, galvanização, deposição, dessalinização ou aplicações de fornecimento de energia. Em um exemplo de aplicação automotiva de revestimento por

eletrodeposição (ou E-revestimento ("E-coat")), a corrente elétrica é usada para depositar tinta ou epóxi a partir da solução de deposição 4 a uma peça de trabalho de veículo 3. O processo trabalha no princípio de "Os opostos se atraem ("Opposites Attract")" que usa eletrodos positivo (+) e negativo (-) de tensão de CC.

[030] Referindo-se também ao gráfico 200 e à FIG. 2, técnicas convencionais para obter uma tensão de saída de CC isolada e ajustável a partir de uma linha de utilidade de CA de três fases de 60 Hz (ou 50 Hz) usam dispositivos retificadores controlados por silício (SCRs) com controle de disparo de ângulo de fase sincronizado com a linha de CA. Usar seis SCRs em um design de retificador padrão de 6 pulsos pode funcionar como um fornecimento de CC ajustável, mas leva à tensão de ondulação de CA pico a pico muito alta à saída de CC de retificador como mostrado na curva 202 da FIG. 2. A tensão de saída de CC média [Vave] é proporcional à tensão de linha de utilidade de CA de pico multiplicada por  $\cos(\alpha)$ , em que  $\alpha$  é o ângulo de disparo de SCR. Como o ângulo de disparo de SCR ( $\alpha$ ) é aumentado ou recuado, a CC de Vave de valor médio de tensão de saída é diminuída, mas a ondulação de CA aumenta. Na tensão de saída de cc completa (ângulo de disparo  $\alpha = 0^\circ$ ) para a ponte de SCR de 6 pulsos (curva 202), a  $V_{\text{pico-pico}}$  de ondulação pico a pico é de aproximadamente 15% e como a saída de CC é ajustada a valores menores (ângulo de disparo  $\alpha$  aumentado), a % de ondulação de CA se torna ainda maior a 60% para  $\alpha = 30^\circ$ . A ondulação de CA é inaceitável para mais cargas de processo industrial de CC, tal como aplicações de eletrodeposição, deposição eletroforética (por exemplo, primer de tinta de E-revestimento automotivo) ou eletrogalvanização que precisam de

uma razão máxima de 5% [tensão de ondulação pico a pico de CA/CC de Vave] em uma faixa de tensão média de CC ajustável de 10% a 100%. Obtendo 5% de tensão de ondulação de CA com uma saída de CC de SCR de 6 pulsos precisaria de um filtro passa-baixa de indutor-capacitor fisicamente grande e caro (Ldc - Cdc) para rejeitar ondulação de CA de 360 Hz de 6 pulsos sobre a faixa de tensão de saída de CC. Como mostrado na curva 204, que usa um conversor de SCR de 12 pulsos pode reduzir a quantidade de ondulação pico a pico, mas esta curva ainda excede o exemplo de limite de 5% (curva 206) para ângulos de disparo  $\alpha$  de cerca de 4° ou mais.

[031] A FIG. 3 ilustra um sistema baseado em ponte de SCR 300 para linhas de eletrodeposição. Em aplicações que têm uma restrição de ondulação máxima de 5%, um retificador de SCR de CA/CC de 12 pulsos é usado com tensão de ondulação de CA inferior do que foi o caso para um design de 6 pulsos (por exemplo, curva 204 na FIG. 2 é inferior à curva 202). Consequentemente, o sistema 300 de 12 pulsos pode usar um filtro de Ldc - Cdc menor para rejeitar a ondulação de CA e para reduzir o tamanho, o peso e o custo da topologia de conversão total de CA/CC vs design de retificador de 6 pulsos. Como visto na curva 204 da FIG. 2, o retificador de 12 pulsos na tensão de saída de cc completa (0° de ângulo de disparo), tem um valor tolerável de ondulação de CA de  $V_{\text{pico a pico}}$  a 3%, mas a ondulação [% de  $V_{\text{pico a pico}}/V_{\text{cc}}$  média de CA] ainda se torna grande em direção a 30% ou mais quando a saída de CC é ajustada a valores menores ( $\alpha$  aumentado). No entanto, uma vez que o volume de filtro é proporcional à frequência de ondulação aplicada, o design de ondulação de 720 Hz de 12 pulsos tem  $\frac{1}{2}$  do volume de filtro de Ldc-Cdc do que de ondulação de

retificador de 360 Hz de 6 pulsos. A equação a seguir refere-se à carga de deposição  $Q$  de acordo com a lei de eletrólise de Faraday:

$$Q = I_{dc} t = zFn \quad \text{Eq.1}$$

onde  $Q$  é carregado passado,  $I_{dc}$  é corrente passada,  $t$  é o tempo que a corrente está passando,  $z$  é a mudança no estado de oxidação,  $F$  é a constante de Faraday 96.485 Coulomb/mol, (carga de um mol de elétrons), e  $n$  é a quantidade de substância oxidada ou reduzida. Um exemplo de processo de E-revestimento automotivo usa a corrente de CC ( $I_{dc}$ ) para depositar sólidos de partículas de tinta orgânica (~ 20%) em uma parte em uma solução de água desionizada/solvente (80%). A tensão de CC média aplicada ( $V_{ave}$ ) resulta em eletrólise de água na solução de tinta, gerando gás  $O_2$  no anodo e  $H_2$  no catodo. Simultaneamente, a tensão de anodo (+) positivamente carrega sólidos de tinta (por exemplo, 20 a 50 microns de partículas esféricas) na solução de tinta que é atraída e migra para o (-) catodo de estrutura de carro. As partículas de tinta depositadas em (-) superfície de substrato eletricamente condutora formam uma película de isolamento. A construção de película é autolimitante à medida que a película começa a ser mais isolada quando uma espessura máxima de película é abordada (por exemplo, 1,0 a 1,2 mils). A capacidade de E-revestir áreas "difíceis de alcançar", em determinados exemplos é dependente da tensão aplicada, sólidos de banho, condutividade, tempo de deposição, temperatura de banho, níveis de solvente, e agitação adequada de tanque, tempo de deposição e o número de estações de retificador no sistema.

[032] A FIG. 4 mostra um exemplo de perfil para controlar o sistema, que inclui uma curva de corrente de saída

de CC 402 Idc, com uma Vave de curva de tensão média 404 e numericamente indica energia de CC (kilowatts) a cada um dos 16 exemplos de estágios de retificador (por exemplo, zonas) usando múltiplas seções de retificador de 12 pulsos, quando uma peça de trabalho é E-revestida enquanto percorre através do sistema. Cada retificador regula uma tensão de CC de anodo Vave de ponto de ajuste para uma solução de E-revestimento que é basicamente carga do tipo resistiva. Se a corrente de Idc resultante estiver acima do valor regulado do ponto de ajuste de limite de corrente de anodo de retificador indicado, então o comando de Vave de tensão média é automaticamente reduzido para manter a corrente máxima permitida de anodo. O modo de regulador de corrente de anodo é normalmente referido nos quatro estágios iniciais de retificador quando o carro que entra é metal sem primer, aparecendo, dessa forma, como uma carga de zero ohm. Em um exemplo, o primeiro retificador opera inicialmente em um ponto de ajuste abaixo de ~125 Vdc, e aumenta em incrementos de 20 a 50 Vdc para o último ponto de ajuste de retificador superior a ~400 Vdc para corrigir a espessura final de película de construção devido ao aumento da resistência de película de isolamento quando a espessura da película aumenta.

[033] Referindo-se também à FIG. 5, os gráficos 500 e 510 ilustram a corrente de anodo como uma função de tempo. O primeiro gráfico 500 inclui uma curva de corrente de anodo 502 para um retificador de SCR de 12 pulsos, e a curva 512 no gráfico 510 mostra a corrente de anodo com teor de ondulação significativamente reduzido no sistema um da FIG. 1. Uma desvantagem do retificador de SCR de 12 pulsos é o maior componente de ondulação de CA na faixa ajustável de 50 a 450

Vdc, como mostrado no gráfico 500. A curva 502 mostra o componente médio de deposição de Idc (o componente de CC) mais 5% [pico a pico/média] de corrente de ondulação. Para aplicações de deposição, a espessura média de revestimento de película é amplamente determinada pelo componente médio de Idc, e a aproximação de retificador de SCR de 12 pulsos na FIG. 3 resulta em colinas e vales que correspondem à variação de ondulação mostrada na curva 502. Além dos efeitos adversos das variações de espessura, o uso do sistema para eletro galvanizar a uma espessura mínima necessária leva à solução de E-revestimento excessiva e desperdiçada usada para cobrir a peça de trabalho, o que pode aumentar drasticamente os custos de fabricação. Como visto na curva 512 do gráfico 510, o uso dos conversores 100 para as zonas individuais ou os estágios de estrutura de anodo de um sistema de deposição leva à corrente de ondulação significativamente reduzida, e, portanto, a melhorias na uniformidade de deposição assim como na redução no custo do sistema. Em particular, os conversores 100 baseados em inversor de tensão ajustável, frequência ajustável na FIG. 1 podem ser usados para implementar o sistema de eletrodeposição com estruturas de anodo de tanque 10 acionadas por Idc de valores de corrente de CC bem controlados com ondulação mínima, por exemplo, 0,14% [pico a pico/média] de ondulação mostrada na curva 512, que representa uma melhoria de 30 x em conversores de CA/CC baseados em SCR como mostrado na FIG. 3.

[034] Como visto na FIG. 2 acima, outra desvantagem de sistemas de retificador de SCR de 12 pulsos de CA/CC existentes é o componente de ondulação de CA inerentemente grande na faixa ajustável de 50 a 450 Vdc. Como

mostrado na FIG. 4, as várias zonas ou estágios em determinados exemplos têm diferentes pontos de ajuste de tensão a fim de alcançar uma deposição desejada de uma peça de trabalho. As colinas e os vales de espessura de película criados seguem a variação de ondulação de CA, de modo que a introdução de colinas e vales nos estágios iniciais (quando a ondulação de CA é a maior) precisa da adição de estágios a montante adicionais para compensar os vales criados em cada seção. Nos estágios posteriores, níveis mais altos de tensão são necessários, e, dessa forma, o fornecimento de energia precisa operar em uma faixa de tensão relativamente grande para permitir o uso modular de fornecimentos de energia similares em cada estágio de um sistema de multiestágios. Os módulos conversores de energia 100 na FIG. 1 vantajosamente proveem significantes vantagens de controle de corrente de ondulação nas seções de retificador de SCR da FIG. 3, por exemplo, para alcançar 0,14% de ondulação [pico a pico/média] mostrada na curva 510 da FIG. 5. O uso dos módulos conversores de energia 100 descritos permite a construção de um sistema com poucos estágios ou seções, facilitando, desse modo, significativa redução no custo de capital inicial e no custo de instalação, enquanto simultaneamente torna um produto melhor com espessura de E-revestimento de construção de película uniforme grande o suficiente para atender os requisitos de linha de base para qualidade sem desperdiçar significantes quantidades de solução de deposição 4.

[035] Uma desvantagem adicional de sistemas existentes de retificador de SCR de 12 pulsos de CA/CC é o tamanho fisicamente grande, o peso, o indutor de filtro de Ldc intenso caro e com menos watts, com o volume fisicamente grande

e pouca vida inerente conhecida de capacitores de filtro de Cdc do tipo eletrolítico. Por exemplo, para um conversor de SCR de 12 pulsos conectado em série, o volume de Ldc Cdc necessário é menor quando opera perto do ângulo de disparo  $\alpha$  de 0 grau. A Equação 2 mostra o volume de  $V_{m\acute{e}dia}$  para uma tensão de Vdc de saída de conversor de SCR de 12 pulsos como uma função do ângulo de disparo  $\alpha$ .

$$V_{m\acute{e}dia} = \frac{2 * 3 \sqrt{6}}{\pi} V_{fase} \cos(\alpha) \quad \text{Eq. 2}$$

[036] Uma ótima tensão de enrolamento de fase secundária  $V_{fase}$  (por exemplo,  $V_{linha-neutra}$  mínima), que usa uma  $V_{ave\ m\acute{a}xima} = 450$  Vdc e  $\alpha=0^0$  menor na Eq.2 é, dessa forma, 96 Vrms. As aplicações de E-revestimento precisam de uma 450 Vdc regulada mesmo quando a tolerância de fornecimento de utilidade é baixa, de modo que enrolamento secundário delta-wye necessário de  $V_{fase} = 96$  Vrms a 480 Vac -12%.  $V_{fase}$  aumenta para 108 Vrms quando a linha de utilidade de ca retorna para normal. Usando a Eq.2 na linha nominal,  $\alpha=27^0$  para 450 Vdc e  $\alpha=27^0$  para 50 Vdc. O retificador de SCR de 12 pulsos nunca pode operar em baixo ângulo de disparo  $\alpha$  na FIG. 2 onde a estrutura de energia distribui baixa ondulação pico a pico < 5%. Em uma CC nominal de 450 V com  $\alpha=27^0$ , a razão [ $V_{pico\ a\ pico}/V_{m\acute{e}dia}$ ] na FIG. 2 excede 25%, e no mínimo 50 Vdc, a razão é ainda maior, o que implica que os componentes de filtro devem ser maiores para manter menos do que 5% de ondulação em qualquer ponto de ajuste. A baixa energia de frequência de utilidade fixada de 60 Hz aplicada ao retificador de SCR de 12 pulsos resulta em uma ondulação de cc de saída de apenas 720 Hz de frequência de ondulação fundamental mais harmônicos de frequência maiores adicionais devido ao recuo de ângulo de disparo, resultando

nos componentes do  $L_{dc}$   $C_{dc}$  de filtro de LC que é fisicamente grande no tamanho, no peso, no custo e na perda de watts. Os módulos conversores 100 da presente descrição proveem soluções ideais para E-revestimento e outros processos de deposição via uma topologia de estrutura de retificador de CA/CC que tem uma frequência de fonte de onda senoidal variável (saída de inversor fundamental) muito maior do que a frequência de linha para minimizar o tamanho do filtro, o peso, o custo e a ondulação de saída pico a pico. Em determinados exemplos, por exemplo, a tensão ajustável, o inversor de frequência ajustável 101 provê o sinal de CA em uma frequência de aproximadamente 120 a 600 Hz, tal como -300 Hz em determinados exemplos. Por exemplo, uma frequência de operação adequada para o inversor 101 é cerca de 180 Hz. Isto atinge significativa redução de corrente de ondulação no sinal de saída de CC, enquanto permite o uso de componentes compactos de filtro no sistema 1.

[037] A FIG. 6 provê um gráfico de fator de energia de entrada de sistema como uma função da tensão de saída de CC média, que ilustra uma curva 602 que mostra o desempenho de fator de energia do exemplo de retificador de SCR de 12 pulsos, assim como uma curva 604 que mostra desempenho de fator de energia significativamente melhorado para o sistema 100 da FIG. 1 usando uma extremidade dianteira de retificador de seis pulsos que aciona um inversor de PWM de tensão ajustável, frequência ajustável 101. Como visto na FIG. 6, outra desvantagem de sistemas de retificador de SCR de 12 pulsos de CA/CC existentes com controle de saída de CC de ângulo de disparo comutado de linha de CA em uma faixa ajustável de 50 a 450 Vdc, é um fator de energia baixa inerente à linha de utilidade de CA. O fator de energia total em um

exemplo é quantificado como um fator de distorção multiplicado por um fator de deslocamento. Em um exemplo, um fator de distorção para retificadores de SCR de 12 pulsos é 0,9886 e um fator de deslocamento é uma função de  $\cos(\alpha)$ . Para uma linha de ca nominal de  $V_{\text{fase}} = 108 \text{ vrms}$ , a maior  $V_{\text{ave}}$  possível é 505 Vdc em uma condição completa de  $\alpha = 0^\circ$ . No exemplo de ponto máximo de operação de aplicação, 450 Vdc (0,89 pu) em  $\alpha = 27^\circ$ , o fator de energia total é no máximo 0,88, e no exemplo de ponto mínimo de operação de aplicação, 50 Vdc (0,10 pu) em  $\alpha = 84^\circ$ , o fator de energia total é um valor muito baixo de 0,09 como traçado na FIG. 6. Este baixo pf causa uma demanda elevada de kVA em mais seções de retificador (média de  $\sim 50 \text{ kW}$ ) da FIG. 4. O baixo fator de energia e a alta demanda de kVA resultam em cargas de penalidade de utilidade, assim como no aumento da taxa de KVA de transformador de entrada com aumento das perdas de sistema a montante como resultado de maior corrente necessária do que necessário.

[038] A FIG. 7 é um diagrama esquemático que mostra uma topologia de conversão de CA/CC ajustável para regular uma carga isolada de CC. Os módulos conversores de CA/CC ajustáveis 100 operam para regular uma carga isolada de CC com nível ultrabaixo de ondulação de CA. A energia de entrada em um exemplo é provida por meio de uma desconexão de entrada (por exemplo, disjuntor) 105, e a energia de entrada pode ser usada para acionar um transformador de energia de controle 104. Como mostrado na FIG. 7, o inversor de PWM 101 em um exemplo inclui um controlador de tensão ajustável/frequência ajustável para operar dispositivos de comutação do inversor, e o controlador recebe feedback de sinal de CA a partir da saída do estágio de inversor. O controlador

local do inversor de PWM 101 em um exemplo recebe um sinal de comando de tensão e um valor automático de retorno de limite de corrente a partir de um controlador de sistema no módulo conversor 100. O controlador de sistema e este exemplo incluem uma entrada 116 para receber e entrada de parada de emergência (E-parada ("E-stop")), assim como outra entrada 117 para receber um valor de referência de limite de corrente de CC de anodo a partir um dispositivo externo. Um componente de controle remoto 114 em um exemplo provê um ponto de ajuste de referência de tensão de carga de CC para o controlador de sistema, por exemplo, como parte de um algoritmo de controle usado para operar múltiplos módulos conversores 100 em um sistema tal como mostrado na FIG. 1. O módulo conversor 100 na FIG. 7 inclui um filtro de onda senoidal 106, um transformador de isolamento de multifases 107, um retificador de ponte de diodo de multifases 108, um filtro de saída 109, e um diodo de bloqueio 110 como anteriormente descrito. Além disso, o conversor 100 na FIG. 7 inclui um circuito de desconexão de saída opcional 111 que permite o controlador de sistema desconectar seletivamente a saída a partir da carga de CC 113 (por exemplo, a partir da estrutura de anodo de tanque 110). Além disso, o controlador de sistema na FIG. 7 recebe um sinal de limite de sobrecarga de tensão de CC de carga isolada por meio de um circuito de sobretensão e um contato de relé em uma porção de fornecimento de CC de flutuação do conversor 100, assim como um sinal de feedback de tensão de CC de carga isolada (por exemplo, o sinal de feedback 100f na FIG. 1 acima) a partir da porção de fornecimento de CC de flutuação (por exemplo, isolada) após o transformador de isolamento 107. Além disso, a porção de fornecimento de CC de flutuação 103 do

módulo 100 também provê um valor de feedback de corrente de CC para o controlador de sistema (por exemplo, valor de feedback 100f na FIG. 1 acima).

[039] A fonte de entrada 112 para a conversão de CA/CC como mostrado na FIG. 7 pode ser derivada a partir da fonte de CA de utilidade de 50 HZ/60 Hz em uma realização, ou uma fonte de CC pode ser usada como uma realização alternativa. Em contraste à aproximação de SCR de 12 pulsos, os módulos conversores 100 em um exemplo usam uma extremidade dianteira de interface de utilidade de 6 pulsos com um reator de linha de CA e um indutor de link de CC de saída de ponte. O fator de distorção para retificadores de 6 pulsos é 0,95 e o fator de deslocamento é uma constante de 0,984 que resulta no Fator de Energia Total = 0,934. O Fator de Distorção para cargas de KW inferiores na FIG. 4, Seções 1 e 2, é inferior de modo que o Fator de Energia Total em geral é inferior nestas seções, mas em geral a extremidade dianteira de 6 pulsos é uma melhora significativa em retificadores de SCR que têm baixo fator de energia de deslocamento quando a tensão de saída ajustável de aplicação é menor.

[040] Outra desvantagem da aproximação do retificador de SCR de 12 pulsos na FIG. 3 é o controle fraco de carga transitória com controle de saída de CC de ângulo de disparo comutado de linha de ca, em uma faixa ajustável de 50 a 450 Vdc. O retificador de SCR de 12 pulsos, neste ponto de vista, sofre a partir da oscilação de corrente o que resulta nos primeiros três estágios ou seções de um sistema de tanque de eletrodeposição de multiestágios. A estrutura sem primer do estágio inicial não tem nenhuma construção de resistência de película, de modo que o fornecimento de SCR seja acionado na

operação de limite de corrente imediata quando a tensão de saída está essencialmente sendo aplicada a uma carga baixa de impedância. Isto resulta em oscilações de corrente incontroláveis devido à incapacidade do retificador de SCR de 12 pulsos responder rápido o suficiente por causa do atraso de comutação de linha de CA. Além disso, o limite de corrente é um controlador instável não linear, e o filtro de saída  $L_{dc}$   $C_{dc}$  e o sistema de retificador de SCR de 12 pulsos são um circuito de oscilação não amortecido inerente. Consequentemente, a oscilação de corrente de ondulação resultante no estágio de entrada inicial tem um efeito adverso significativo na espessura de película depositada mesmo antes das seções restantes serem aplicadas.

[041] Em contraste, os módulos conversores baseados em inversor 100 da presente descrição utilizam semicondutores de comutação rápida (por exemplo, operam em uma frequência portadora de 4 kHz para distribuir um tempo máximo de resposta de 250 us). Dessa forma, o regulador de tensão de saída de inversor e o regulador de corrente implementado pelo controlador de sistema na FIG. 7 podem controlar a corrente sem oscilações e manter a espessura de película desejada neste modo de inicialização de aplicação, mesmo para os estágios iniciais no processo de eletrodeposição de multiestágios. Outra desvantagem dos sistemas de retificador de SCR de 12 pulsos com o ângulo de disparo comutado de linha de CA, é a susceptibilidade de ter uma sessão de comutação através da falha do controle de ângulo de disparo quando a qualidade de energia de linha de CA contém quedas, aumentos ou interferências de frequência. A incapacidade de o sistema de retificador de SCR de 12 pulsos sincronizar a fase nestas

interferências normalmente resulta em fusíveis de linha de CA queimados e perda de saída de CC de retificador. Em contraste, os conversores 100 proveem resposta rápida por meio do controle de comutação de inversor de alta frequência.

[042] O sistema de retificador de 12 pulsos na FIG. 3 também precisa de um transformador de isolamento para parar a corrente de circulação entre múltiplas unidades de retificador que têm uma conexão de barramento de entrada de CA de tensão fixa comum, mas com diferentes tensões de CC de saída de anodo por meio da solução de deposição de E-revestimento, em uma conexão de catodo de estrutura de metal comum. O isolamento de unidade para unidade pode usar um transformador de isolamento de 12 pulsos com enrolamentos secundários delta e wye que alimentam dois conversores de CC ajustáveis de SCR de 6 pulsos, que permitem de forma inerente cada (+)/(-) eletrodo de saída de unidade a ter um potencial de referência de CC de flutuação individual em cada seção e ondulação de ca menor do que um design de 6 pulsos. No entanto, a Eq.3 abaixo mostra que um transformador de isolamento primário com uma frequência de linha fixa de 50 ou 60 Hz precisa de um tamanho de núcleo magnético  $[N_{turns} A_{core}]$  que é grande para determinado material  $B_{máx}$ .

$$V/f = N_{rotações} A_{núcleo} B_{máx} \quad \text{Eq. 3}$$

[043] Dessa forma, uma desvantagem adicional de sistema de conversão de CA/CC baseado em SCR de 12 pulsos é que o tamanho magnético, o volume e o custo são fixados à baixa frequência de linha de CA padrão (por exemplo, 50 ou 60 Hz). Também, o sistema de conversão de CA/CC precisa de uma fonte de CA e não permite outras entradas, tais como fontes de

Entrada de CC. Em contraste, os conversores propostos 100 facilitam o isolamento de unidade por unidade com um transformador de isolamento de CA colocado na saída de inversor com frequência fundamental ajustada até cerca de 600 Hz em um exemplo. A operação de frequência mais alta na Eq. 3 permite um transformador de tamanho e peso menores por  $1/f$  de fator na Tabela 1 assim como menor custo do que o método de transformador de isolamento de 50/60 Hz baseado em SCR de 12 pulsos.

[044] Com relação à polaridade de anodo-catodo, a polaridade de CC de saída de seção de retificador de flutuação para E-revestimento de catodo [anodo (+), catodo (-)] é usada em um exemplo de resistência à corrosão à baixa espessura de película e funciona bem quando os metais dissimilares bimetálicos estão em contato. O E-revestimento anódico [anodo (-), catodo (+)] é também possível, especialmente para depositar determinadas películas de epóxi, uma vez que penetra e reveste melhor as porções internas de partes complexas. O transformador de isolamento de 12 pulsos permite de forma inerente que os eletrodos de saída de CC tenham um potencial de flutuação, que pode ser revertido. A reversão da polaridade de eletrodo pode ser implementada usando os conversores baseados em inversor de PWM de tensão ajustável/frequência ajustável 100.

[045] A FIG. 8 ilustra ainda detalhes de um exemplo de inversor 101 no sistema 1 da FIG. 1, que interage com a fonte de energia de entrada. Neste exemplo, o circuito de inversor 101 inclui um retificador de entrada 301, em um exemplo, um retificador de três fases passivo de seis diodos. Em outros exemplos, um retificador ativo dianteiro e (AFE)

pode ser usado. Em outros exemplos, o inversor 101 recebe diretamente uma entrada de CC. A saída de CC a partir do retificador 301 ilustrado é provida para um circuito de barramento de CC 305 que inclui componentes de filtração 304 com indutores  $L_{dc\_in}$ , um ou mais capacitores de modo comum  $C_{cm\_in}$  e um capacitor de barramento de CC  $C_{dc\_in}$  para prover filtração de modo diferencial para remover 6 x componentes de frequência de ondulação de CA de retificador e para prover uma tensão de barramento de CC estável como uma entrada para o circuito de comutação de inversor de saída 302. O circuito de comutação de inversor 302, por sua vez, inclui três conjuntos de IGBTs superior e inferior (por exemplo, lado alto e lado baixo) ou outros comutadores de semicondutor individualmente conectados entre uma das linhas de barramento de CC e uma correspondente dentre as três fases de saída de inversor ou linhas para conexão ao filtro de onda senoidal 106. Um circuito de controle de inversor de PWM 303 provê sinais de controle de comutação para operar os comutadores de inversor em uma taxa de frequência portadora de PWM ( $f_c$ ) pelo menos 10-20 x maior do que a frequência de saída de CA fundamental ( $f_o$ ) fora dos terminais de inversor.

[046] A FIG. 9 é uma vista esquemática detalhada que ilustra componentes usados em um exemplo de circuito de filtro de onda senoidal 106 dos módulos conversores baseados em inversor 100. Neste exemplo, um circuito de filtro de três fases 106 inclui indutores de  $L_{ac}$  e  $L_{res}$  associados com cada fase, assim como um capacitor de  $C_{ac}$  conectado entre cada um dos indutores de  $L_{res}$  e uma conexão comum (por exemplo, neutra). Outras formas dos filtros de LC e/ou LCL podem ser usadas, se uma única fase ou multifases, como no exemplo

ilustrado. O circuito de filtro 106 recebe o sinal de CA (por exemplo, uma forma de onda de CA de três fases) a partir da saída do inversor 101, e inclui uma saída para prover um sinal filtrado de CA para o transformador de isolamento de multifases 107. Em operação, o filtro de onda senoidal 106 remove os componentes de tensão de frequência portadora de  $V_o$  de saída em frequências de corte e harmônicos destes (por exemplo,  $f_c$ ,  $2f_c$ ,  $3f_c$ , ..., etc.) resultando em uma tensão de ca de 3 fases quase sinusoidal para o primário de multipulsos do transformador de isolamento 107. Na prática, a tensão de CA primária é uniformemente distribuída através dos enrolamentos de transformador para evitar ou atenuar falhas de enrolamento. Um design de filtro de onda senoidal  $L_{ac} - C_{ac}$  padrão pode ser usado em determinados exemplos onde o componente de indutância ressonante  $L_{res}$  é ajustado para zero. Em determinados exemplos, a frequência de corte de filtro é ajustada para permitir componentes de tensão fundamental de  $f_o$  passarem enquanto atenua  $f_c$  e maiores componentes de tensão de frequência. Uma topologia alternativa de filtro de onda senoidal pode ser usada como na Patente Norte-Americana Nº 6.208.537, incorporada por referência, por exemplo, usando  $L_{res}$  e ajustando o  $C_{ac}$  em um componente de frequência portadora aprisionado sintonizado para derivar esse componente de tensão longe do lado de carga.

[047] A tensão de saída de inversor de CA de PWM em um exemplo é filtrada usando metodologias de filtro de saída de onda senoidal  $L_{ac} - C_{ac}$  (SWF) ou usando técnicas descritas na Patente Norte-Americana Nº 6.208.537, incorporadas aqui por referência. Em determinados exemplos, isto recupera apenas a tensão de onda senoidal fundamental de 3 fases, e remove a maioria ou todos os componentes de tensão de frequência

portadora  $f_c$  indesejáveis, que podem ser tão grandes quanto o componente de tensão  $f_o$ . O material magnético de núcleo do filtro de onda senoidal 106 é de importância fundamental, uma vez que todo o componente de tensão de alta frequência portadora é impresso através do núcleo e pode precisar de um aço mais fino de laminação. O filtro de onda senoidal 106 em determinadas realizações não precisa de um teor de tensão de ondulação crítico neste estágio. Os benefícios potenciais do filtro de onda senoidal 106 neste estágio nos conversores 100 descritos são triplos. O filtro de onda senoidal 106 apresenta uma tensão quase sinusoidal relativamente limpa para o transformador de isolamento primário, de modo que as altas taxas de inversor  $dv/dt$  não falham no enrolamento primário de bobina de transformador. O filtro de onda senoidal 106 também absorve a perda de núcleo de alta frequência induzida pelo inversor em um dispositivo de indutor magnético SWF separado, de modo que um núcleo de transformador de isolamento padrão pode ser facilmente projetado e usado com laminações disponíveis padrão, sem o ônus de aumento de perdas de núcleo de alta frequência. O filtro de onda senoidal 106 também suaviza a tensão de pico de onda senoidal, de modo que os diodos de 18 pulsos de multipulsos secundários de transformador possam comutar corretamente próximo do pico da onda senoidal e formem uma baixa média de ondulação e tensão de carga de CC ajustável.

[048] A FIG. 10 mostra um exemplo de realização de transformador de isolamento multipulsos de 18 pulsos, 9 fases 107. Um exemplo adequado é descrito na Patente Norte-Americana Nº 6.335.872, incorporada aqui por referência. A entrada de transformador é uma primária conectada a Delta que

recebe a tensão filtrada de onda quase senoidal de três fases ajustável na frequência fundamental  $f_0$  comandada pelo inversor 101. O transformador 107 transforma o lado secundário em nove fases em uma razão de rotações primária/secundária adequadas para a carga de CC. O transformador 107 neste exemplo também inclui uma proteção eletrostática (ESS) para desviar o ruído de tensão de modo comum de PWM de inversor para a base e longe da carga isolada de CC.

[049] O transformador de isolamento 107 na FIG. 10 impede a circulação de corrente entre múltiplas unidades de retificador que têm uma conexão de barramento de entrada de CA de tensão fixa comum, mas com diferentes tensões de CC de saída de anodo. Consideravelmente, o transformador de isolamento primário alimentado a partir do filtro de onda senoidal 106 não é fixado a 50 ou 60 Hz de frequência de linha de CA, mas agora pode ser utilizado na saída de inversor  $f_0$  até 600 Hz. Uma vantagem de usar maior frequência fundamental de inversor  $f_0$  é benéfica em redução de custo, tamanho, volume e peso do transformador. Os benefícios adicionais do transformador de isolamento 107 são para aumentar a contagem de pulso de retificador, e, dessa forma, obter tensão de ondulação de CA de saída de carga ultrabaixa, ao utilizar maiores enrolamentos de transformador de multifases (por exemplo, 3 fases a 9 fases ou 3 fases a 12 fases) com seus enrolamentos secundários conectados ao número adequado de diodos retificadores. Uma realização adequada de transformador de isolamento é descrita na Patente Norte-Americana Nº 6.335.872, incorporada por referência, com enrolamento primário conectado à saída de inversor em uma frequência  $f_0$  e enrolamentos secundários que alimentam uma ponte de diodo de 18 pulsos dimensionada para a

carga de kW de CC de cada seção de retificador de E-revestimento. Outra realização adequada de transformador de isolamento pode usar o conceito mostrado na Patente Norte-Americana Nº 6.198.647, incorporada por referência, com enrolamento primário conectado à saída de inversor nos enrolamentos fo e secundário que alimentam uma ponte de diodo de 24 pulsos dimensionada para a carga de kW de cada seção de retificador de E-revestimento.

[050] Outra vantagem do transformador de isolamento 107 é o uso de uma proteção eletrostática (ESS), inserida entre os enrolamentos primário e secundário que é uma massa aterrada em uma extremidade. A ESS atenua a interferência eletromagnética de sistema (EMI). A comutação de PWM de inversor cria uma tensão de modo comum ( $V_{cm}$ ) que ocorre em taxa de aproximadamente  $6 \times f_c$ , que tende a acionar o ruído de corrente de base de modo comum ( $I_{cm}$ ) fora em direção à base de catodo de tanque de E-revestimento.  $I_{cm}$  é primeiramente limitado em magnitude por indutância de  $L_{ac}$  de SWF de inversor e também por resistência de enrolamento primário de transformador e indutância de vazamento. A ESS funciona inerentemente como um capacitor de desvio de impedância baixa ( $C_{ESS}$ ) a partir do enrolamento primário para a base da massa à corrente de CM de alta frequência, que desvia o ruído diretamente para a base de massa de gabinete interno, longe da base de sistema de E-revestimento.  $I_{cm}$  que flui na base de massa interna é retornado para a fonte de ruído por meio da base conectada a capacitores de desvio  $C_{cm\_in}$  a (+)/(-) barramento de cc de inversor. Dessa forma, ambas a carga de CC e a linha de CA têm problemas mínimos de EMI que resultam de cada seção de retificador de anodo. Outra vantagem de proteção

eletrostática em determinadas realizações de transformador de isolamento 107 é proteção de pico de tensão de sistema a partir de transitórios do lado da Linha de CA. Os MOVs de entrada padrão bloqueiam a magnitude transitória de pico na base antes da ponte de 6 pulsos de CA. No entanto, o indutor de link de CC  $L_{dc\_in}/Z_{cm}$ , o indutor de SWF de saída de inversor  $L_{ac}$  com o transformador  $C_{ESS}$  formam uma rede de atenuação L-C para reduzir as magnitudes de alta tensão e alta frequência a partir da entrada do tanque de E-revestimento e causam possível arqueamento. Além disso, as realizações de proteção eletrostática ESS também facilitam a proteção de ruído do sistema de uma seção de inversor individual, resultante a partir da possível interação de lado de carga de CC de múltiplos  $I_{cm}$  que entram a partir de 16 outras seções de retificador de anodo. Neste caso, ESS funciona como um capacitor de desvio de impedância baixa ( $C_{ESS}$ ) a partir de enrolamento secundário para base de massa em qualquer corrente de modo comum de alta frequência, desviando esse ruído diretamente para a base de massa de gabinete interno, longe da seção de inversor eletrônico individual.

[051] A FIG. 11 mostra um exemplo 18 de circuito de retificador de ponte de diodo 108 para prover um retificador de 18 pulsos. A entrada de retificador é conectada a enrolamentos secundários de nove fases do transformador de isolamento 108. Os terminais de saída do retificador 108 proveem um sinal de saída de retificador de CC com um valor médio de tensão de CC retificada regulado no estado estável pelo inversor 101 a estar em ou perto do valor de carga de CC necessário. O sinal de saída de retificador pode incluir a tensão de CA de ondulação de alta frequência residual em 18

vezes a frequência de saída de inversor comandada  $f_o$ . O volume de filtro de carga de CC necessário para reduzir a tensão de ondulação de CA é proporcional à frequência de ondulação. Quanto maior a frequência de ondulação recebida, menor o volume de filtro. Os retificadores de 12 pulsos existentes conectados à linha de CA fixa de 60 Hz, com ondulação inerente de 720 Hz (12\* 60 Hz), têm poucas características até para um requisito de tensão de ondulação de saída de CA de 5% resultante em grande volume de filtro de Ldc-Cdc sendo aproximadamente 2/3 de todo gabinete em seção, peso elevado, custo elevado e indutores com perda. A tabela 1 abaixo mostra uma comparação de frequência de ondulação de CA para 12, 18 e 24 retificadores de pulso com várias frequências de CA recebidas.

Tabela 1 Comparação de frequência de ondulação de CA de saída de ponte para 12, 18 e 24 retificadores de pulso

Frequência primária de transformador	Tipo de retificador					
	12 pulsos		18 pulsos		24 pulsos	
	[Hz]	[pu]	[Hz]	[pu]	[Hz]	[pu]
<b>60</b>	720 Hz	1 x	1.080 Hz	1,5 x	1.440 Hz	2 x
<b>180</b>	---	---	3.240 Hz	4,5 x	4.320 Hz	6 x
<b>600</b>	---	---	10.800 Hz	15 x	14.400 Hz	20 x

[052] Utilizando uma configuração de 18 ou 24 pulsos com frequência de saída de inversor  $f_o = 60$  Hz pode reduzir o volume de filtro em 1,5 x a 2,0 x respectivamente, comparado ao retificador de 12 pulsos com 60 Hz de linha de

CA. Uma redução mais significativa ocorre com maior inversor fo de modo que a redução de tensão de ondulação de CA de 4,5 x a 6,0 x ocorra usando fo =180 Hz com configurações de 18 ou 24 pulsos, respectivamente, e a redução de tensão de ondulação de CA de 15 x a 20 x ocorre usando fo = 600 Hz de frequência máxima permitida devido à limitação de processador de placa de controle com configurações de 18 ou 24 pulsos, respectivamente. Enquanto a configuração de 24 pulsos pode ser utilizada para uma tensão de ondulação de CA mais baixa absoluta, os enrolamentos de transformador extras e o custo de retificador serão maiores. Uma configuração de 18 pulsos com alto inversor fo é um avanço significativo na tecnologia em métodos baseados em SCR de 12 pulsos existentes enquanto é inferior em custo.

[053] Nos exemplos descritos, a saída de ponte de retificador é uma tensão de componente de CC galvânica isolada, controlável e variável. A ondulação de CA que permanece no componente de CC fundamental é atenuada ainda pelo próximo bloco de componente de estágio de fluxo de energia que consiste em um único filtro  $L_{dc\_1} - C_{dc} - L_{dc\_2}$  inventivo para obter uma tensão de ondulação de CA ultrabaixa necessária para cargas de CC, especialmente aplicações do tipo E-revestimento. Os indutores  $L_{dc\_1}$  e  $L_{dc\_2}$  formam um indutor torcido central integrado em um núcleo com  $\frac{1}{2} L_{dc\_1(+)}$  inserido na (+) perna de saída de retificador e  $\frac{1}{2} L_{dc\_1(-)}$  inserido na (-) perna de saída de retificador. Da mesma forma,  $\frac{1}{2} L_{dc\_2(+)}$  inserido em (+) perna de saída de carga de CC e  $\frac{1}{2} L_{dc\_2(-)}$  inserido em (-) perna de saída de carga de CC. Os  $\frac{1}{2} L_{dc\_1(+)}$  e  $\frac{1}{2} L_{dc\_1(-)}$  e o capacitor de CC de saída  $C_{dc}$  formam um filtro de L-C de modo diferencial para atenuar a tensão de ondulação de CA de saída de retificador na carga de CC a níveis ultrabaixos. Se o ruído de

$I_{cm}$  de corrente de modo comum de inversor não for totalmente capturado pela ESS de transformador, o bloqueador também funciona como um componente de modo comum secundário para reduzir a corrente de alta frequência que entra na solução de deposição 4 do tanque de E-revestimento ( $R_{solução}$ ) na base de catodo. Neste caso,  $\frac{1}{2} L_{dc\_1(+)}$  e  $\frac{1}{2} L_{dc\_2(+)}$  com  $R_{solução}$  formam um circuito de atenuador de L-R para a base na (+) perna de terminal. Da mesma forma,  $\frac{1}{2} L_{dc\_1(-)}$  e  $\frac{1}{2} L_{dc\_2(-)}$  com  $R_{solução}$  formam um circuito de atenuador de L-R para a base na (-) perna de terminal.

[054] Cada seção de saída de retificador de anodo pode interagir com transitórios de lado de carga de CC a partir de saídas de retificador de anodo adjacentes quando uma peça de trabalho transita entre duas seções. Os indutores  $\frac{1}{2} L_{dc\_2(+)}$  e  $\frac{1}{2} L_{dc\_2(-)}$  com capacitor de CC de saída  $C_{dc}$  formam um filtro de L-C de modo diferencial para atenuar transitórios de lado de carga de CC a partir da desestabilização da tensão de saída  $C_{dc}$  como um sinal de referência de feedback para o inversor de PWM 101. Também  $\frac{1}{2} L_{dc\_1(+)}$  e  $\frac{1}{2} L_{dc\_2(+)}$  com  $R_{solução}$  formam um circuito de atenuador de L-R para a base de proteção de ESS capacitiva na (+) perna de terminal. Da mesma forma,  $\frac{1}{2} L_{dc\_1(-)}$  e  $\frac{1}{2} L_{dc\_2(-)}$  com  $R_{solução}$  formam um circuito de atenuador de L-R para a base de proteção de ESS capacitiva na (-) perna de terminal. Isto elimina quaisquer transitórios de lado de carga a partir do cruzamento com o transformador primário onde componentes eletrônicos estão. Como mostrado na FIG. 5 acima, as características de corrente de ondulação de CC e de CA de anodo para abordagens de SCR de 12 pulsos existentes com 5% de ondulação de CA máxima proveem diversas vantagens comparado ao uso dos conversores baseados em inversor 100, por exemplo,

usando  $f_o = 180$  Hz com 0,14% de ondulação de CA que é aproximadamente 30x melhor do que a abordagem de SCR de 12 pulsos.

[055] A FIG. 12 ilustra um exemplo de realização de filtro de saída 109 que pode ser usado nos conversores individuais 100. O exemplo de filtro de saída 109 é uma estrutura diferencial que inclui primeira e segunda entradas que recebem o sinal de saída de retificador de CC, assim como primeira e segunda saídas para prover o sinal filtrado de saída de retificador de CC. Uma primeira (+) entrada é conectada a uma primeira (+) saída via dois indutores conectados em série que têm valores  $0,5 L_{dc\_1}$  e  $0,5 L_{dc\_2}$ , e a segunda (-) entrada é conectada à segunda (-) saída via indutores conectados em série que têm valores  $0,5 L_{dc\_1}$  e  $0,5 L_{dc\_2}$ . Um capacitor  $C_{dc}$  e um resistor de descarga  $R_{descarga}$  são conectados em paralelo com um outro entre os nós que unem as ramificações de circuito superior e inferior do filtro de saída 109, e o primeiro e o segundo terminais do capacitor  $C_{dc}$  proveem o sinal de feedback de disparo de sobretensão de carga de CC e o sinal isolado de tensão de feedback de CC para o controlador de sistema (FIG. 7 acima).

[056] O circuito de filtro 109 também inclui um circuito de número conectado através das duas saídas, que incluem uma combinação em série de um Ramortecedor de resistor de número e um Camortecedor de capacitor de número. Em operação, o filtro de saída 109 rejeita ou suprime a tensão de ondulação de CA na carga de CC ou nos terminais de saída. A entrada para o circuito de filtro 109 em um exemplo é a partir da saída de retificador de 18 pulsos (FIG. 11), e os componentes de filtro são escolhidos em um exemplo de acordo

com a ondulação de CA de alta frequência na saída do retificador de diodo 108. No exemplo ilustrado, o sinal filtrado de saída de CC (+) a partir do primeiro terminal de saída é acoplado a um anodo do diodo de bloqueio 110, e o (-) terminal 100c é conectado ao catodo comum do sistema (FIG. 1), que é eletricamente conectado ao terminal de deposição de catodo na solução de deposição de tanque 4. No exemplo ilustrado, a saída de CC média tem tensão de ondulação de CA menor do que 0,15% da tensão de ponto de ajuste em qualquer carga, que representa uma melhoria significativa nos sistemas de deposição baseados em SCR de 12 pulsos.

[057] Em um exemplo, além disso, a frequência de corte de filtro diferencial usando  $(L_{dc-1(+)} + L_{dc-1(-)})$  e  $C_{dc}$  é ajustada para permitir apenas a tensão de CC média a passar enquanto atenua a frequência de corte de PWM de inversor  $f_c$  e componentes de tensão de frequência mais alta assim como componentes de retificador de  $18 \cdot f_o$ . Os  $(L_{dc-2(+)} + L_{dc-2(-)})$  e  $C_{dc}$  têm um conjunto de frequência de corte de filtro diferencial para rejeitar a frequência de corte de PWM de inversor  $f_c$  e componentes de tensão de frequência mais alta assim como componentes de retificador de  $18 \cdot f_o$  que podem entrar nos terminais de carga de tanque a partir de retificadores de anodo adjacentes. Em determinadas implementações, os indutores do filtro de saída 109 são integrados em uma estrutura magnética. O circuito  $R_{amortecedor}$   $C_{amortecedor}$  em um exemplo é um filtro de estrutura de tempo de microssegundo usado apenas para controlar o anodo de saída que bloqueia o pico de tensão de recuperação reversa de diodo a níveis menores do que os valores de colapso. Por exemplo, os picos de tensão podem ocorrer se o diodo de anodo estiver conduzindo a corrente de carga completa e um

retificador adjacente a um nível mais alto de tensão de VDC que comuta o diodo de anodo abruptamente desligado. O resistor de descarga  $R_{descarga}$  em combinação com o capacitor são projetados em um exemplo projetado para descarregar o capacitor de saída a níveis de potencial de toque seguro (por exemplo, menos do que 50 V) em 50 segundos, se toda energia de retificador de anodo for removida. A tensão de capacitor de saída  $C_{dc}$  é medida e isolada a partir de aterramento e é usada como um feedback de tensão para o regulador de circuito de tensão de PID no controlador de sistema (FIG. 7) com seus produtos eletrônicos referentes ao aterramento. A tensão do capacitor de saída  $C_{dc}$  é medida e é provida como um sinal de feedback para um circuito de disparo de tensão de sobretensão referido a (-) circuito de terminal de capacitor. Em um exemplo, se a tensão de capacitor de saída instantânea excede um valor máximo permitido (por exemplo, baseado em taxas permitidas de componente), o circuito gera um sinal de disparo de sobretensão que remove toda entrada e saída de energia de retificador de anodo.

[058] A indutância de filtro de link de CC diferencial  $L_{DC\_in}$  de uma realização pode ser fisicamente dividida, colocando  $\frac{1}{2} L_{dc\_in}$  de indutância diferencial em uma bobina localizada no (+) lado de link de CC e outra bobina com  $\frac{1}{2} L_{dc\_in}$  no (-) lado de link de CC (por exemplo, FIG. 12 acima). O indutor de filtro  $L_{DC\_in}$  e o capacitor de barramento de CC  $C_{dc\_in}$  em um exemplo atenuam qualquer 360 Hz de ondulação de ponte de 6 pulsos para valores não críticos toleráveis, uma vez que existe outro filtro a jusante na topologia que removerá qualquer tensão de ondulação de 6 pulsos restante. O indutor de filtro de link de CC inclui de forma inerente indutância de

núcleo de ar de bobina de modo comum  $L_{cm\_in}$  uma vez que as bobinas são fisicamente divididas nos (+) e (-) trilhos de CC. A indutância de  $L_{cm\_in}$  pode ser aumentada ao passar ambos (+) e (-) fios de link de CC por meio de um núcleo adicional com ambos fios enrolados na mesma direção. A indutância  $L_{cm\_in}$  e os capacitores  $C_{cm\_in}$ , adicionados a partir do (+) barramento de CC para a base de massa e (-) barramento de CC para a base de massa em cada seção, juntos formam um filtro de ruído de modo comum, que tem um propósito duplo. O primeiro é atenuar a linha de entrada de CA recebida a picos de tensão transitória de base antes de entrar no tanque de E-revestimento onde o arqueamento pode ocorrer. A prática padrão é utilizar varistores de óxido de metal (MOVs) na entrada de linha de CA para a base a fim de apertar o valor de tensão de pico máximo a 3,5 x a tensão de linha de pico. A indutância  $L_{cm\_in}$  e os capacitores  $C_{cm\_in}$  ainda atenuam a magnitude transitória de alta frequência de linha para a base, mas também retardam a taxa de tensão de elevação a valores baixos para evitar o disparo incômodo de produtos eletrônicos internos. O segundo propósito de filtro  $L_{cm\_in}$ - $C_{cm\_in}$  é capturar a corrente de ruído capacitivo de modo comum de saída de inversor para a base devido à comutação de inversor, e retorná-la à (+) ou (-) fonte de CC através dos capacitores de desvio  $C_{cm\_in}$  e usando  $L_{cm\_in}$  para bloquear a corrente de ruído de inversor de entrar na grade de entrada de CA traseira por meio do link de CC, ponte de 6 pulsos e entrada de linha de CA no caminho de base.

[059] A FIG. 13 ilustra um exemplo do circuito de diodo de bloqueio 110 que pode ser usado no sistema das FIGS. 1 e 7 acima. Este exemplo inclui dois (+) anodos espaçados no lado da estrutura de peça de trabalho de catodo

(-), com as distâncias de anodo ajustadas para obter corrente de deposição igual em cada circuito de anodo de carga marcado como carga de CC Nº 1 e carga de CC Nº 2 na FIG. 13. Neste exemplo, além disso, um sinal de feedback de corrente isolada a partir de cada anodo é enviado ao controlador de sistema (FIG. 7). Em operação em uma implementação, se uma ou ambas correntes de anodo forem maiores do que um valor máximo de ponto de ajuste predefinido correspondente (por exemplo, configurável pelo cliente), o controlador de sistema reduz a tensão de saída de inversor, até a corrente de anodos retornar aos valores máximos desejados. A este respeito, a aplicação frequente nas primeiras três seções ou estágios do processo de multiestágios (por exemplo, FIGs. 1 e 4) quando uma peça de trabalho de veículo não revestida chega pela primeira vez. Outra condição de retorno de corrente pode ocorrer se a solução de tanque 4 acumular partículas de metal ou esporas de solda ("weld spurs") quebradas da peça de trabalho de veículo que causa uma baixa resistência ou condições de curto-circuito dentro do tanque 2.

[060] Referindo-se também às FIGS. 14 a 19, as formas de onda são ilustradas correspondendo ao fluxo de energia por meio do sistema do exemplo de módulos conversores 100 (por exemplo, FIG. 7) em operação do sistema das FIGs. 1 e 4. A FIG. 14 provê um gráfico 1400 que mostra o exemplo de curva de tensão linha a linha 1402 de 50/60 Hz de linha de utilidade de CA de entrada e curva de corrente de fase de utilidade 1404 medida na entrada de CA 112 (FIG. 7) resultante a partir da extremidade dianteira de CC de diodo de 6 pulsos interno de um módulo de retificador de anodo. Enquanto o fator de energia neste ponto de utilidade de acoplamento comum tem

um fator de energia de aproximadamente 0,92 em mais carregamento de CC de saída, harmônicos de corrente de linha de CA estão perto de aproximadamente 30% de distorção de harmônico de corrente para mais cargas de CC. A FIG. 15 mostra um gráfico 1500 que inclui a curva de tensão de saída linha a linha de inversor de PWM comandado ajustável e variável 1502 na nova frequência fundamental de saída desejada  $f_o$  mais alta com tensão de componente de frequência portadora  $f_c$ . O retificador de diodo de entrada de 6 pulsos cria uma tensão de barramento de CC que é modulada (por exemplo, invertida) com os comutadores de inversor que operam em  $f_c$  para criar a tensão linha a linha de PWM necessária na saída do inversor 101. Esta tensão de três fases é passada para a entrada do filtro de onda senoidal 106, onde a tensão de componente de frequência portadora  $f_c$  é suprimida, deixando apenas o  $f_o$  fundamental quase sinusoidal, ajustável e variável de uma das três tensões de linha a linha na saída de filtro, mostrada como curva 1504 na FIG. 15. O gráfico 1500 na FIG. 15 também mostra uma curva 1506 que ilustram a tensão de barramento de CC de inversor no inversor 101.

[061] A FIG. 16 mostra um gráfico 1600 que ilustra a curva de tensão de frequência de saída quase sinusoidal, ajustável e variável 1602 para uma das três saídas de tensão linha a linha a partir do filtro de onda senoidal 106, que é aplicado ao enrolamento primário delta de entrada do transformador de isolamento de 18 pulsos 107. A curva de corrente primária de transformador 1604 ilustra um exemplo de corrente de fase, que é sinusoidal com baixa distorção de harmônico devido à operação de retificador de 18 pulsos. Uma vez que ambas a tensão e a corrente têm baixo teor de harmônico,

o ferro de espessura de laminação de transformador disponível padrão pode ser usado para reduzir o custo do sistema. Em um exemplo, a razão de rotações do transformador primário para o secundário pode ser única, decrescente ("step-down") ou crescente ("step-up"), dependendo dos requisitos de aplicação.

[062] A FIG. 17 provê um gráfico 1700 que mostra a entrada de três curvas de tensão linha a linha fo fundamental quase sinusoidal, ajustável e variável 1701, 1702 e 1703 através do enrolamento primário delta de bloco do transformador de isolamento 107, com três das correntes de CA de nove fases (curvas 1711, 1712 e 1713) na saída secundária de transformador de isolamento. As tensões de nove fases secundárias de bloco 107 são aplicadas à entrada de retificador de diodo de 18 pulsos de bloco 108 para criar uma tensão de saída média de CC e corrente média na saída de bloco 108. A FIG. 18 provê um gráfico 1800 que ilustra uma curva 1804 que mostra a tensão de saída de CC média a partir do retificador de ponte de diodo de multipulsos 108 com tensão de ondulação de CA de alta frequência em  $18 \cdot f_o$ , assim como curva 1802 que mostra a corrente de ondulação de saída a partir do retificador 108. A magnitude de ondulação pico a pico na saída de tensão de CC média é um pouco alta uma vez que apenas as tensões de forma de onda perto do pico das entradas de nove fases são retificadas. No entanto, uma vez que a tensão de ondulação está em uma frequência de  $18 \cdot f_o$ , é facilmente filtrada pelo filtro de saída 109 como mostrado na FIG. 19. Por exemplo, em 450 Vdc de saída de retificador de ponte de 18 pulsos média, a ondulação de CA pico a pico em  $18 \cdot f_o$  é aproximadamente 200 Vpico a pico. Da mesma forma, a corrente de retificador de ponte de 18 pulsos mostrada na curva 1802 tem um valor médio

de corrente de CC com alguma corrente de ondulação de CA de alta frequência que é filtrada pelo filtro de saída 109. A FIG. 19 provê uma curva 1900 que mostra o anodo de saída de CC média para tensão de carga de catodo na curva 1904, assim como a curva de corrente de carga de anodo de saída de CC 1902. Os sinais de saída 1902 e 1904 a partir do filtro de saída 109 não têm virtualmente nenhum teor de ondulação de CA de ondulação de alta frequência, com valores típicos de ondulação de CA menores do que 0,15% da tensão de CC de ponto de ajuste, representando, dessa forma, uma vantagem significativa sobre fornecimentos de CC do tipo SCR, particularmente para processos de eletrodeposição ou outras aplicações que exigem baixo teor de ondulação.

[063] As FIGs. 20 a 23 ilustram várias configurações de sistema. A FIG. 20 mostra um exemplo de configuração de sistema usando uma distribuição de CA de três fases para um número de cargas de conversor 100 (por exemplo, 16 em um exemplo). Em uma implementação, a distribuição de energia fornece um total de 724 kW, e inclui um filtro de harmônico de banda larga 2002. Um filtro 2002 adequado é descrito na Patente Norte-Americana Nº 6.549.434, incorporado aqui por referência. Em um exemplo, o filtro 2002 facilita vantajosamente melhorar o fator de energia, tal como um aumento a 0,98 a partir de 0,92 para uma única seção de retificador de anodo e distorção de harmônico total de corrente reduzida a partir de 30% para abaixo de aproximadamente 6 a 7%. A FIG. 21 mostra outra configuração de sistema possível em que dois grupos de oito cargas de seção de retificador de anodo (conversores 100) são especialmente selecionadas (por exemplo, seções ímpares em um grupo e até seções e outro grupo). Nesta

configuração, uma carga total de aproximadamente 361 kW é ligada a um transformador de isolamento de kVA completo de Delta - Wye, por exemplo, como mostrado na Patente Norte-Americana Nº 8.299.732, incorporada aqui por referência. Neste tipo de configuração, o fator de energia pode ser aumentado para 0,97 a partir de 0,92 para uma única seção de retificador de anodo e a distorção de harmônico total de corrente pode ser reduzida a partir de 30% a aproximadamente 7 a 9%. Outro exemplo de configuração de sistema é mostrado na FIG. 22, em que dois grupos de oito cargas de retificador de anodo (por exemplo, conversores 100) são especialmente selecionados, totalizando aproximadamente 361 kW, e são ligados a um transformador de seis fases. Um exemplo adequado é mostrado na Patente Norte-Americana Nº 8.299.732. Neste exemplo, o fator de energia de utilidade pode ser aumentado para 0,967 a partir de 0,92 para uma única seção de retificador de anodo e a distorção de harmônico total de corrente pode ser reduzida a partir de 30% para abaixo de aproximadamente 7 a 9%. A FIG. 23 mostra outro exemplo de configuração de sistema em que três grupos de cinco cargas de seção de retificador de anodo (por exemplo, conversores 100) são especialmente selecionados, totalizando aproximadamente 245 kW, e são ligados a um transformador de nove fases como mostrado na Patente Norte-Americana Nº 8.299.732. Neste exemplo adicional, o fator de energia de utilidade pode ser aumentado para 0,96 ou 0,98 a partir de 0,92 para uma única seção de retificador de anodo e a distorção de harmônico total de corrente pode ser reduzida a partir de 30% para abaixo de aproximadamente 4,5 a 5,5%.

[064] Como visto nas FIGs. 20 a 23, outra vantagem dos sistemas descritos é que o valor de kW de carga

de CC relativa de cada seção de conversor 100 mencionada ao lado de utilidade de CA é relativamente constante e igual nas 16 seções operacionais, mesmo que a tensão e a corrente estejam mudando seção a seção. Isto provê aproximadamente efeito de carregamento igual nas entradas da seção, e permite o agrupamento de seções de entrada de retificador de anodo para facilitar soluções de atenuação de harmônico com valores baixos de distorção de harmônico total de corrente. A Tabela 2 abaixo mostra o carregamento de kW de utilidade se todas as 16 seções da FIG. 4 forem aplicadas em uma entrada de barramento de CA comum (por exemplo, FIG. 20). A Tabela 3 mostra o carregamento de kW de utilidade se uma combinação apropriada de seções de entrada de retificador de anodo for agrupada em dois grupos de carregamento iguais como para operação de 12 pulsos. A Tabela 4 mostra o carregamento de kW de utilidade se uma combinação apropriada de seções de entrada de retificador de anodo for agrupada em três grupos de carregamento iguais como para operação de 18 pulsos.

Tabela 2: todas as 16 seções de retificador para barramento de CA comum

<b>Grupo 1 combinação</b>			
<b>retificador</b>	<b>kW</b>	<b>retificador</b>	<b>kW</b>
<b>1</b>	13	<b>2</b>	34
<b>3</b>	40	<b>4</b>	45
<b>5</b>	51	<b>6</b>	43
<b>7</b>	50	<b>8</b>	51
<b>9</b>	53	<b>10</b>	48
<b>11</b>	59	<b>12</b>	60
<b>13</b>	50	<b>14</b>	50

<b>15</b>	45	<b>16</b>	32
Soma=	<b>361</b>	Soma=	<b>363</b>
	Total kW	724	

Tabela 3: dois grupos de 8 seções de retificador para atenuação de 12 pulsos

<b>Grupo 1 combinação</b>		<b>Grupo 2 combinação</b>	
<b>retificador</b>	<b>kW</b>	<b>retificador</b>	<b>kW</b>
<b>1</b>	13	<b>2</b>	34
<b>3</b>	40	<b>4</b>	45
<b>5</b>	51	<b>6</b>	43
<b>7</b>	50	<b>8</b>	51
<b>9</b>	53	<b>10</b>	48
<b>11</b>	59	<b>12</b>	60
<b>13</b>	50	<b>14</b>	50
<b>15</b>	45	<b>16</b>	32
Soma=	<b>361</b>	Soma=	<b>363</b>

Tabela 4: três grupos de 5 seções de retificador para atenuação de 18 pulsos

				<b>Grupo 1 combinação</b>		<b>Grupo 2 combinação</b>		<b>Grupo 3 combinação</b>	
<b>retificador</b>	<b>kW</b>	<b>retificador</b>	<b>kW</b>	<b>retificador</b>	<b>kW</b>	<b>retificador</b>	<b>kW</b>	<b>retificador</b>	<b>kW</b>
<b>1</b>	13	<b>2</b>	34	1, 2, 3, 4, 5, 16					
<b>3</b>	40	<b>4</b>	45						
<b>5</b>	51	<b>6</b>	43			6, 7, 8, 9, 10			
<b>7</b>	50	<b>8</b>	51						
<b>9</b>	53	<b>10</b>	48						
<b>11</b>	59	<b>12</b>	60					11, 12, 13, 14, 15	

<b>13</b>	50	<b>14</b>	50						
<b>15</b>	45	<b>16</b>	32						
				Soma=	<b>215</b>	Soma=	<b>245</b>	Soma=	<b>264</b>
					~ - 10%		~0%		~ +10%

[065] A FIG. 20 mostra a Configuração de Sistema se todas as 16 cargas de seção de retificador de anodo, similares ao conversor de CA/CC 100 e totalizando 724 kW como na Tabela 2 forem ligadas a um único filtro de harmônico de banda larga passiva como mostrado na Patente Norte-Americana Nº 6.549.434. Neste exemplo, o fator de energia de utilidade pode ser aumentado para 0,98 a partir de 0,92 para uma única seção de retificador de anodo e I\_THD% menor a partir de 30% para abaixo de ~ 6 a 7%. Este filtro elimina 5º e 7º teores de corrente de harmônico retificador de anodo de 6 pulsos de bloco 100. A FIG. 21 mostra a Configuração de Sistema se dois grupos de 8 cargas de seção de retificador de anodo, similares ao conversor de CA/CC 100 e totalizando ~ 361 kW como na Tabela 3 forem ligados a um transformador de isolamento de kVA completo de Delta Wye como mostrado na Patente Norte-Americana Nº 8.299.732. O Grupo 1 são oito retificadores de anodo especialmente selecionados que são uma combinação de Nºs 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, entradas de conversor 100 totalizando 361 KW e Grupo 2 são oito retificadores de anodo especialmente selecionados que são uma combinação de Nºs 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16, entradas de conversor 100 totalizando 363 KW. Neste caso, uma vez que existe carregamento aproximadamente igual nos transformadores de entrada adicionados Delta e Wye secundários, os 5º e 7º harmônicos de corrente de lado de utilidade são cancelados, mesmo que todas as cargas secundárias

sejam isoladas. A FIG. 21 mostra que o fator de energia de utilidade pode ser aumentado para 0,967 a partir 0,92 para uma única seção de retificador de anodo e  $I_{THD\%}$  menor a partir de 30% para abaixo de ~7 a 9%. Uma vantagem da configuração na FIG. 21 é maior para instalações novas que precisariam de um transformador de isolamento de carga de retificador de anodo separada partir de outras cargas de cliente. Em vez de ter um único Delta-primário Wye-secundário de taxa de 724 kW completa, os dois enrolamentos secundários Delta e Wye de 363 kW estão disponíveis a um baixo custo, enquanto simultaneamente provê ambos o fator de energia e a minimização de  $I_{THD}$  de harmônico.

[066] A FIG. 22 mostra a Configuração de Sistema se dois grupos de 8 cargas de seção de retificador de anodo, similares ao conversor de CA/CC 100 e totalizando ~361 kW como na Tabela 3, são ligados a um transformador de seis fases como descrito na Patente Norte-Americana Nº 8.299.732. O Grupo 1 neste exemplo são oito retificadores de anodo especialmente selecionados que são uma combinação de Nº 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, entradas de bloco 100 totalizando 361 KW e o Grupo 2 são oito retificadores de anodo especialmente selecionados que são uma combinação de Nºs 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16, entradas de bloco 100 totalizando 363 KW. Neste caso, uma vez que existe também carregamento aproximadamente igual nas saídas secundárias de transformador, e os 5º e 7º harmônicos de corrente de lado de utilidade são cancelados, mesmo que todas as cargas secundárias sejam isoladas. A FIG. 22 mostra o fator de energia de utilidade que pode ser aumentado para 0,97 a partir de 0,92 para uma única seção de retificador de anodo e  $I_{THD\%}$  pode ser reduzido a partir de 30% para abaixo de aproximadamente 7 a 9% como similar ao caso de transformador

de isolamento delta wye. Uma vantagem da configuração da FIG. 22 é maior para instalações de retromontagem ("retrofit") mais antigas que já têm um único transformador de isolamento de carga de retificador de anodo de kVA nominal completo separado. Um transformador de seis fases completamente nominal é aproximadamente metade do tamanho, do peso e do custo de um transformador de isolamento completo, enquanto simultaneamente provê ambos o fator de energia e a minimização de I\_THD de harmônico e pode ser inserido como despesa de mitigação de harmônico extra pós-venda se necessário.

[067] A FIG. 23 mostra outra configuração onde três grupos de 5 cargas de seção de retificador de anodo (por exemplo, conversores 100) e totalizando ~ 245 kW como na Tabela 4, são ligados a um transformador de nove fases por exemplo, como mostrado na Patente Norte-Americana Nº 8.299.732. O Grupo 1 são cinco retificadores de anodo especialmente selecionados que são uma combinação de Nºs 1, 2, 3, 4, 5 e 16, entradas de conversor 100 totalizando 215 KW e o Grupo 2 são cinco retificadores de anodo especialmente selecionados que são uma combinação de Nºs 6, 7, 8, 9, 10, entradas de conversor 100 totalizando 245 KW e o Grupo 3 são cinco conversores 100 especialmente selecionados que são uma combinação de Nº 11, 12, 13, 14, 15, entradas de conversor 100 totalizando 264 KW. Neste caso, uma vez que existe carregamento aproximadamente igual dentro de +/- 10% em todas as saídas secundárias de transformador, os 5º e 7º harmônicos de corrente de lado de utilidade são cancelados, mesmo que todas as cargas secundárias sejam isoladas. A FIG. 23 mostra que o fator de energia de utilidade pode ser aumentado para 0,96 ou 0,98 a partir de 0,92 para uma única seção de retificador de anodo e I\_THD%

reduzido a partir de 30% para abaixo de aproximadamente 4,5 a 5,5% similar a um caso de transformador de isolamento de nove fases com enrolamentos primário e secundário delta de +20 graus, 0 grau, e -20 graus. Uma vantagem da configuração da FIG. 23 é maior para instalações de retromontagem mais antigas que já têm um único transformador de isolamento de carga de retificador de anodo de kVA nominal completo separado. Um transformador de nove fases completamente nominal também é aproximadamente metade do tamanho, do peso e do custo de um transformador de isolamento completo de nove fases, enquanto simultaneamente provê ambos o fator de energia e a minimização de  $I_{THD}$  de harmônico e pode ser inserido como despesa de mitigação de harmônico extra pós-venda se necessário.

[068] A presente descrição provê significantes vantagens comparadas com fornecimentos de energia de CC do tipo SCR de 12 pulsos, particularmente para eletrodeposição e outras aplicações em que baixos níveis de ondulação são desejados. Por exemplo, o uso de uma ponte de diodo de onda completa de 6 pulsos em cada seção conectada a um barramento de linha de CA comum pode obter um fator de energia elevada desejável a partir de carga leve para completa, dessa forma evitando ou atenuando a desvantagem do fator de energia baixa de sistemas de retificador de 12 pulsos de controle de fase com controle de ângulo de disparo recuado a partir da condição completa. A ponte de onda completa de 6 pulsos com um filtro de link de CC também elimina a desvantagem em relação a falhas de comutação de SCR e susceptibilidade a quedas, aumentos e transitórios de qualidade de energia, uma vez que a energia de filtro de link de CC provê proteção de transporte sem disparo do sistema de conversão desligado. Um potencial de barramento

de CC fixo posicionado antes do inversor de PWM 101, além disso, permite uma conexão de fonte de entrada de CC não isolada separada que elimina a desvantagem de retificador de 12 pulsos, desde que a tensão de CC média recebida seja maior do que o valor necessário de link de CC necessário para regular a tensão de CC de saída a partir do inversor de PWM de seguimento. Várias realizações alternativas para uma fonte de entrada de barramento de CC comum são possíveis. Uma abordagem de barramento de CC comum adequada descrita na Patente Norte-Americana Nº 6.335.872, incorporada aqui por referência, com uma referência a um transformador de nove fases com primário conectado a 60 Hz de linha de CA e secundário alimentando uma ponte de diodo de 18 pulsos e indutor de link de CC com (+) e (-) terminais dimensionados para o kW combinado de todas as seções de retificador de E-revestimento. Neste caso, (+) e (-) terminais de barramento são conectados diretamente ao capacitor  $C_{dc\_in}$  em cada seção, com a ponte de 6 pulsos e indutor  $L_{dc-in}$  é removido. Outro conceito de barramento de CC adequado comum é descrito na Patente Norte-Americana Nº 6.198.647, incorporada aqui por referência, que inclui um transformador de 12 fases com um primário conectado a 60 Hz de linha de CA e secundário alimentando uma ponte de diodo de 24 pulsos e indutor de link de CC com (+) e (-) terminais também dimensionados para o kW combinado de todas as seções de retificador e (+) e (-) terminais de barramento conectados a cada capacitor  $C_{dc\_in}$ , com ponte de 6 pulsos e indutor  $L_{dc-in}$  removido. Ainda outro conceito de barramento de CC comum adequado é para aplicar um retificador de extremidade dianteira ativa (AFE) conectado à linha de CA e saída de CC de AFE que regula a tensão de CC nos capacitores  $C_{dc\_in}$  combinados de todas

as seções. Estas três conexões mantêm o fator de energia de unidade na linha de CA, enquanto simultaneamente reduz a distorção de harmônico total de corrente de linha de CA (por exemplo, aproximadamente 3,5%) para menos do que 5% de limite como estabelecido por IEEE Padrão 519.

[069] A magnitude de tensão de barramento de CC fixa que é link de CC  $L_{DC\_in} - C_{dc\_in}$  adicional filtrado é regulada por comutação e controle de semicondutor de energia. O inversor 101 cria uma tensão de saída de CA de PWM de 3 fases ajustável ( $V_o$ ), com uma tensão fundamental que é proporcional à magnitude de carga de CC desejada ou combinada. Uma técnica adequada é descrita na Patente Norte-Americana Nº 7.626.836, incorporada aqui por referência, que ilustra o controle de inversor de tensão ajustável/frequência ajustável (AV/AF), em que uma frequência de saída de CA de inversor fundamental desejada ( $f_o$ ) e ser ajustado como um valor de referência que é constantemente mantido. Um sinal de comando de referência de tensão em escala ( $V_{cmd}$ ) (por exemplo, 0 a 10 V) é dado ao controle de AV/AF correspondente a um zero desejado para tensão de saída de 3 fases máxima a partir do inversor, usando técnicas de comutação de PWM padrão em frequência portadora  $f_c$ . Em determinadas implementações, a frequência e a tensão de saída de inversor enviadas ao transformador de isolamento de seguimento primário agora têm uma frequência fundamental que pode ser ajustada em relação à frequência de linha. Por exemplo, determinadas implementações proveem operação de inversor para gerar o primeiro sinal de CA a uma frequência de 180 a 600 Hz, que representa um possível aumento de dez vezes na frequência em relação à linha de CA de 60 Hz fixada anterior que alimenta o transformador de isolamento de 12 pulsos. Isto elimina uma

desvantagem da topologia de conversão de CA/CC de 12 pulsos uma vez que o volume de núcleo magnético é proporcional à frequência aplicada.

[070] O diodo ou diodos de bloqueio 110 a partir da (+) saída de filtro de CC para o (+) terminal de saída de anodo facilitam o uso de cada conversor 100 como uma fonte de CC de flutuação com uma referência de catodo. A maioria de alta corrente de retificador de anodo passa diretamente entre a estrutura de anodo de tanque 10 para a peça de trabalho de catodo 3 quando sob essa seção. No entanto, existe outro caminho para as seções de retificador de anodo adjacentes quando a peça de trabalho 3 está entre as seções com corrente limitada pelo caminho de resistência de solução de E-revestimento. Também, cada seção de seguimento é ajustada para um ponto de ajuste de tensão de anodo de CC mais alta como mostrado pela curva de perfil de tensão 404 na FIG. 4 acima, por pelo menos 50 Vdc, à medida que a peça de trabalho 3 prossegue ao longo da direção do processo PD. A adição de um diodo de bloqueio em série 110 evita este fluxo de corrente adjacente uma vez que tornaria polarizado de sentido inverso a partir da tensão de CC mais alta da próxima seção. O diodo 110, dessa forma, melhora a controlabilidade de cada tensão de capacitor de saída  $C_{dc}$  individual com seu circuito de feedback de tensão em seção. Este diodo 110 pode ser omitido para um único E-revestimento ou estação de deposição.

[071] A metodologia para controlar de forma adequada os conversores individuais 104 do sistema coletivo em determinados exemplos pode incluir três circuitos de regulação, várias referências de ponto de ajuste e sinais de feedback, e interface para um controle existente. Um exemplo

adequado é mostrado na Patente Norte-Americana Nº 7.626.836, incorporada aqui por referência. Uma função de controle é regular a magnitude de carga de CC nos terminais de (+) anodo e (-) catodo de saída a uma entrada de ponto de ajuste de referência de tensão de CC desejada para o controlador de sistema incluído em cada conversor 100 (FIG. 7). O sinal ou sinais de feedback de CC 100f para cada conversor 100 são derivados a partir do lado do anodo do diodo de bloqueio de saída em série 110 para cada conversor 100. Os indutores de filtro de saída de  $\frac{1}{2} L_{dc\_2(+)}$  conectados ao anodo do diodo de bloqueio em série e  $\frac{1}{2} L_{dc\_2(-)}$  conectados ao (-) terminal de catodo funcionam como filtros de ruído de CA e perdem pouca tensão de CC. Conseqüentemente, o sinal de feedback de tensão de CC mais adequado e livre de ruído é medido pelo capacitor de filtro de saída  $C_{DC}$ . No entanto, os produtos eletrônicos de baixa tensão de controlador de sistema em determinados exemplos é terra referida à base e a tensão de CC de estrutura de energia tem um potencial de referência de flutuação para aterrar, de modo que a tensão de sinal de CC de capacitor de filtro de saída de  $C_{DC}$  é isolada no exemplo ilustrado.

[072] Em um exemplo, como mostrado nas FIGs. 7 e 12, duas medições de CC são feitas através do capacitor de filtro de saída de  $C_{DC}$ . Uma primeira medição de  $C_{DC}$  é feita para um propósito de backup seguro contra falha de emergência de E-revestimento (E-parada). Um divisor de tensão resistiva através de  $C_{DC}$  deriva em uma tensão em escala proporcional à saída de carga de CC e compara este valor a uma referência de disparo de sobretensão de destruição máxima permitida. Se excedido, um contato de relé isolado de travamento é energizado para o controlador de sistema que toma a medida apropriada

para remover toda energia de circuito em ambos contatores de entrada de linha de CA e/ou saída de carga de CC. Dessa forma, toda energia é removida em caso de falha de dispositivo de feedback, falhas de produto eletrônico controlador ou falhas de estrutura de energia que poderiam possivelmente girar a carga de saída para uma condição de sobretensão completa. Como um exemplo que usa uma linha de entrada de ca de 480 V, a carga de saída de pico poderia alcançar capacitores de 650 Vdc em 500 Vdc nominal que causam explosão. Outro exemplo é que a carga de saída de pico poderia alcançar 650 Vdc na solução de E-revestimento, que a partir da história passada, forma bolhas de hidrogênio e oxigênio que podem explodir ou causar fogo no tanque se a sobretensão > 400 Vdc for mantida. Uma segunda medição de CC de capacitor de filtro de saída de  $C_{DC}$  é feita para o controle de regulação de tensão de controlador de sistema usando um bloco de transdutor de tensão isolada através de  $C_{DC}$ . Um sinal de tensão de feedback em escala a partir do bloco de transdutor de tensão é alimentado no bloco de controlador de sistema. Um controle de PID no controlador de sistema compara o ponto de ajuste de referência de tensão de CC com a tensão de feedback de cc isolada e em escala. O sinal de erro de saída de PID é um comando de tensão de sinal em escala de 0 a 10 Vdc, ( $V_{cmd}$ ) é inserido no controlador de tensão ajustável/frequência ajustável (AVAF). Um exemplo adequado é ilustrado na Patente Norte-Americana Nº 7.626.836, incorporado aqui por referência. O PID em um exemplo é baseado em digital ou controladores de PID de hardware analógicos podem ser usados. O controlador de AVAF em um exemplo contém vários sinais de entrada, vários sinais de feedbacks para circuitos

de controle de tensão e corrente, e um comando de controle de tensão de saída ( $V_o$ ).

[073] Um dos comandos de sinal de entrada é a frequência de comutação de inversor ou a frequência portadora  $f_c$ , por exemplo um parâmetro de entrada fixado uma vez correspondendo ao ( $f_c$ ) desejado dos semicondutores de estrutura de energia de inversor de PWM. Da melhor maneira possível, uma alta frequência portadora é usada a fim de produzir a ondulação de CA menor possível através da carga de CC. Praticamente, estruturas de alta energia têm baixa frequência portadora  $f_c$  (por exemplo, 2 kHz) enquanto as estruturas de baixa energia podem ter maior frequência portadora  $f_c$  (por exemplo, 12 kHz) sem severa desvalorização de corrente de estrutura de energia. Outra entrada de controle é a frequência de saída fundamental ( $f_o$ ) para operar o inversor 101. Este valor também pode ser um parâmetro de entrada fixado uma vez correspondendo à frequência de saída fundamental desejada ( $f_o$ ) da tensão de CA de PWM que sai da estrutura de energia de inversor 101. Em outros exemplos, a frequência de saída de inversor pode ser ajustável. Da melhor maneira possível, um valor  $f_o$  de frequência de operação relativamente alto é usado, resultante em ondulação de CA menor possível através da carga de CC. Em determinados exemplos, o processador de controle pode ter limitações computacionais resultantes em um limite superior  $f_o$  de 600 Hz, embora não seja um requisito estrito de todas as implementações. Além disso, a fim de obter controle rigoroso da carga de CC sob condições de etapa transitória,  $f_c$  deve ser aproximadamente  $10 \times f_o$ . A frequência portadora  $f_c$  é normalmente 4 KHz sem desvalorização de corrente em um inversor de energia médio de E-revestimento,

de modo que preferivelmente um limite superior de  $f_o$  deve praticamente ser aproximadamente 400 Hz.

[074] O circuito de regulador de tensão primário para controlar a tensão de carga de CC média através de capacitor de saída de  $C_{dc}$  que tem um sinal isolado de feedback de CC que é comparado à referência de tensão de carga de CC desejada em um circuito de PID de controlador de sistema. O  $V_{cmd}$  de sinal de erro de saída de PID é um comando de sinal de entrada no controle de AVAF que ajusta os sinais de barreira de PWM de 3 fases aos semicondutores de inversor tal que a tensão fundamental de saída de CA de 3 fases de inversor ( $V_o$ ) é automaticamente ajustada para compensar quedas de tensão de circuito em quedas de tensão de semicondutor, queda de tensão de filtro de onda senoidal, reatância de vazamento de transformadores primário e secundário de isolamento e quedas de tensão de resistência, quedas de tensão de retificador de CC e quedas de tensão resistiva de filtro de saída de CA final levando até o ponto de feedback de tensão de  $C_{dc}$ . A taxa de declive de comando de tensão de saída de inversor fundamental de Accel e Decel são comandos de sinal de entrada de AVAF como parâmetros de entrada fixos uma vez correspondentes a quantas vezes a tensão de inversor de PWM é permitida mudar para uma resposta de etapa a partir da carga de CC. A tecnologia de SCR de 12 pulsos existente atualmente tem apenas uma taxa de declive de tensão de 3 a 10 segundos permitida devido ao atraso de comutação de 12 pulsos lento inerente que não é rápido o suficiente para compensar e má compensação de controle não linear para evitar excessos de corrente selvagem na carga. Se uma taxa de declive for aplicada muito rápida ao tempo constante de filtro extremamente grande de  $L_{dc}$   $C_{dc}$  de 12 pulsos,

a saída pode não ser controlável, mas se torna um circuito de oscilação de L-C. Em contraste, a topologia descrita elimina esta desvantagem e determinados exemplos podem corrigir uma mudança de carga de etapa resistiva de carga completa de forma bastante rápida, por exemplo, 0,1 segundo, que é pelo menos 30 x mais rápido do que sistemas baseados em SCR de 12 pulsos existentes. Em particular, os exemplos descritos podem compensar em um período de tempo de ciclo de PWM (por exemplo,  $1/f_c$ ) e também a constante de tempo de filtro de ondulação de CA de saída é muito menor, uma vez que a ondulação de CA a partir da saída de retificador de 18 ou 24 pulsos precisa de valores menores de componente.

[075] O controle de AVAF e o controlador de inversor em determinados exemplos dos conversores 100 também proveem um circuito de regulador de limite de corrente de CA de saída de três fases para proteger principalmente os capacitores de inversor, bloqueadores e semicondutores a partir de sobrecorrente e da mesma forma garantir que componentes a jusante não sejam sobrecarregados após valores nominais ou sob condições de curto-circuito. O AVAF insere um sinal de Limite de Corrente Máxima  $I_{AC}$  ajustável como um valor de referência e compara-o ao controle de PID com sensores de corrente isolada de saída de inversor de três fases. A corrente mais alta de fase individual medida é usada por um sinal de feedback. O erro de saída de PID de regulador de corrente é usado para limitar a tensão de saída de inversor de 3 fases comandada  $V_o$ , limitando, dessa forma, a corrente ao valor desejado. O controlador também pode implementar um circuito de regulador de limitação de corrente de CC de anodo ajustável que mantém a corrente de anodo de carga de CC em um valor

máximo de corrente de CC desejado em cada seção de conversor 100. A corrente de anodo é medida e isolada com um sinal de feedback de corrente de carga isolada  $I_{dc}$  enviado para o controlador de sistema para a escala apropriada. Uma referência de limite de corrente de CC de anodo de cliente é da mesma forma inserida no controlador de sistema na FIG. 7. Se a corrente de anodo de CC de feedback medida for maior do que ou igual ao valor de referência de corrente de CC de anodo, então a tensão de saída de CC é retornada até que a condição seja satisfeita. O controlador de sistema envia um sinal de retorno de limite de corrente automática para o controle de AVAF, que reduz o sinal de  $V_{cmd}$  de AVAF até que a corrente máxima de anodo seja mantida.

[076] Os exemplos descritos proveem sistemas de conversão de energia para operação de CA/CC que incluem um Inversor de PWM 101 com Controle de AFAV para regular uma carga de CC de saída com minimização das ondulações na tensão de CC de saída. Determinados exemplos vantajosamente proveem feedback de corrente de saída de CC para limitação de corrente e controle de sobrecarga, assim como a capacidade de se adaptar a diferente circuito de extremidade dianteira para atenuar harmônicos de entrada. Os exemplos descritos incluem filtros de onda senoidal de saída de inversor 106 para converter a tensão de PWM em forma de onda de tensão sinusoidal, assim como transformador de isolamento comutado por fase de saída é 107 para isolar a linha de entrada de CA e a carga de CC para reduzir as tensões de ondulação. Além disso, os exemplos descritos incluem retificadores de ponte de diodo de multifases 109 para retificar os sinais secundários de transformador, assim como filtro de Ondulação de CC de saída para prover baixa

tensão de ondulação para a carga de CC para eletrodeposição ou outras aplicações. Os exemplos descritos também proveem a capacidade de controlar a tensão de barramento de CC em um valor de ponto de ajuste, assim como a capacidade de regular a ondulação na tensão de CC de saída baseada no controle de frequência ajustável dos circuitos de inversor de estágio de conversor 101. Os sistemas descritos também acomodam a razão de rotação crescente ou decrescente ou única para o transformador de isolamento 107 quando necessária para uma dada aplicação. Além disso, o uso de transformador de isolamento de multifases do tipo ESS 107 facilita a redução no ruído de modo comum entre a carga de CC e a linha de entrada, e os exemplos descritos proveem empacotamento pequeno, de baixo custo que pode usar baixa tensão acionada com aumento ou diminuição de transformador adequado a fim de implementar um sistema de CC de baixo nível de ondulação para energizar um ou mais anodos de eletrodeposição em outras aplicações que exigem uma baixa tensão de saída de CC de ondulação.

REIVINDICAÇÕES

1. CONVERSOR DE ENERGIA (100) PARA PROVER UM SINAL DE SAÍDA DE CORRENTE CONTÍNUA PARA UMA ESTRUTURA DE ANODO (10) EM UM SISTEMA DE ELETRODEPOSIÇÃO (1) OU DE PINTURA, compreendendo:

um inversor de modulação de largura de pulso PWM (101) para gerar um primeiro sinal de corrente alternada CA como um sinal PWM CA com uma frequência fundamental;

um filtro de onda senoidal (106) configurado para suprimir uma tensão de componente de frequência portadora do primeiro sinal CA, que inclui uma entrada para receber o primeiro sinal de CA, e uma saída para prover um sinal senoidal filtrado de CA,

um transformador de isolamento de multifases (107), que inclui um enrolamento primário para receber o sinal filtrado de CA, e um secundário de multifases para prover uma pluralidade de sinais isolados de CA,

um retificador de ponte de diodo de multipulsos (108), que inclui uma pluralidade de entradas de retificador para receber a pluralidade de sinais isolados de CA, e uma saída de retificador para prover um sinal filtrado de saída de retificador de CC,

o filtro de saída (109), que inclui uma entrada para receber o sinal de saída de retificador de CC, e uma saída para prover o sinal filtrado de saída de retificador de CC, e

um diodo de bloqueio (110), que inclui um anodo conectado à saída do filtro de saída (109), e um catodo provendo o sinal filtrado de saída de retificador de CC para a estrutura de anodo de tanque correspondente (10) para

promover a formação de material na peça de trabalho (3) que se desloca ao longo da direção do processo entre a extremidade de entrada (6) e a extremidade de saída (8);

caracterizado pelo inversor de PWM (101) ser um inversor de PWM de tensão ajustável, frequência ajustável, e pelo conversor de potência estar configurado para regular a ondulação na tensão CC de saída ajustando a frequência fundamental do primeiro sinal CA gerado pelo inversor de PWM (101).

2. CONVERSOR DE ENERGIA (100), de acordo com a reivindicação 1, caracterizado por compreender adicionalmente um controlador de sistema configurado para receber um sinal de realimentação de tensão (100f) do filtro de saída (109) e para transmitir um sinal de comando de tensão para o inversor de PWM (101) para regular o sinal filtrado de saída do retificador CA ajustando o primeiro sinal CA pelo menos parcialmente de acordo com o sinal de feedback (100f).

3. CONVERSOR DE ENERGIA (100), de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo inversor de PWM (101) prover o primeiro sinal de CA a uma frequência de sinal fundamental em uma faixa de cerca de 120 Hz a cerca de 600 Hz.

4. CONVERSOR DE ENERGIA (100), de acordo com a reivindicação 3, caracterizado pelo inversor de PWM (101) prover o primeiro sinal fundamental de CA a uma frequência de sinal em uma faixa de cerca de 180 Hz a cerca de 300 Hz, ou;

em que o inversor de PWM (101) prover o primeiro sinal de CA a uma frequência de sinal fundamental de cerca de 180 Hz.

5. CONVERSOR DE ENERGIA (100), de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo inversor de PWM (101) incluir um circuito de comutação de inversor de seis pulsos, que inclui três pares de dispositivos de comutação superior e inferior individualmente acoplados entre um nó de barramento de CC e um nó correspondente de três nós de saída para prover o primeiro sinal de CA como um sinal de CA de três fases.

6. CONVERSOR DE ENERGIA (100), de acordo com a reivindicação 1, caracterizado por pelo menos um de:

em que o transformador de isolamento de multifases (107) é um transformador de seis fases com uma proteção eletrostática;

em que o transformador de isolamento de multifases (107) é um transformador de nove fases com uma proteção eletrostática, e

o conversor de energia (100) compreende ainda um retificador de entrada para prover um sinal de entrada de CC para o inversor de PWM (101).

7. MÉTODO PARA APLICAR UM REVESTIMENTO A UMA PEÇA DE TRABALHO (3), caracterizado por compreender:

mover uma peça de trabalho (3) por meio de uma solução (4) em um tanque (2) ao longo de uma direção do processo entre a extremidade de entrada (6) e a extremidade de saída (8);

prover um sinal de tensão de CC para cada um de uma pluralidade de estruturas de anodo de tanque (10) distribuídas na solução (4) ao longo da direção do processo entre a extremidade de entrada (6) e a extremidade de saída (8) do tanque (2) para promover a formação de material na peça de trabalho (3); e

gerar os sinais individuais de tensão de CC de acordo com um perfil que define os pontos de ajuste para os módulos conversores individuais de energia (100), que incluem cada estrutura de anodo de tanque (10):

gerar um primeiro sinal de CA a uma frequência fundamental em uma faixa de cerca de 120 Hz a cerca de 600 Hz usando um inversor de modulação de largura de pulso PWM (101),

filtrar, usando um filtro de onda senoidal (106), o primeiro sinal de CA para suprimir uma tensão de componente de frequência portadora do primeiro sinal CA, a fim de fornecer um sinal CA filtrado senoidal,

gerar uma pluralidade de sinais isolados de CA de acordo com o sinal filtrado de CA usando um transformador de isolamento de multifases (107),

retificar os sinais isolados de CA para gerar um sinal filtrado de saída de retificador de CC usando um retificador de ponte de diodo de multipulsos (108),

filtrar o sinal de saída de retificador de CC para gerar um sinal de saída de retificador de CC usando um filtro de saída (109),

regular uma ondulação no sinal de saída do retificador CC filtrado com base no controle de frequência ajustável da frequência fundamental do primeiro sinal CA usando o inversor de PWM (101), e

fornecer a saída retificadora CC filtrada para a estrutura de ânodo de tanque (10) através de um diodo de bloqueio (110).

8. SISTEMA (1) PARA APLICAR UM REVESTIMENTO A UMA PEÇA DE TRABALHO (3), caracterizado por compreender:

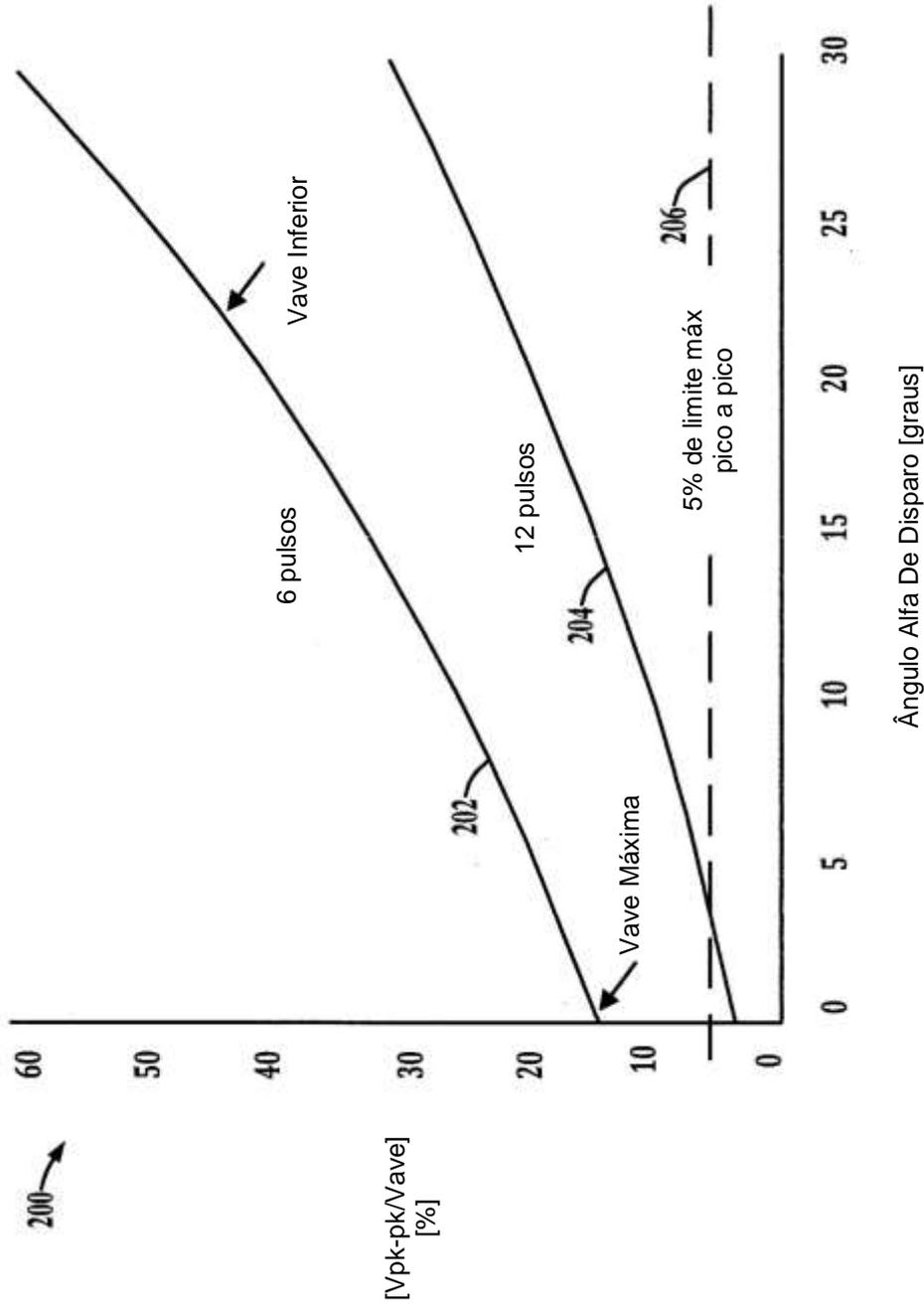
um tanque (2) pelo menos parcialmente preenchido com uma solução (4), e se estendendo ao longo de uma direção de processo de uma extremidade de entrada (6) a uma extremidade de saída (8);

uma pluralidade de estruturas de anodo de tanque (10) montadas de forma distribuída ao longo da direção do processo entre a extremidade de entrada (6) e a extremidade de saída (8) do tanque (2), as estruturas de anodo individuais (10) sendo eletricamente conectadas a solução (4) no tanque (2);

uma pluralidade de módulos conversores de energia (100) conforme definido na reivindicação 1, incluindo individualmente uma primeira saída para fornecer um sinal de saída DC para uma correspondente das estruturas de ânodo de tanque (10).

9. SISTEMA (1), de acordo com a reivindicação 8, caracterizado pela pluralidade de módulos conversores de energia (100) operar de acordo com um perfil que definir pontos de ajuste para os módulos conversores de energia individuais (100).





**FIG. 2**

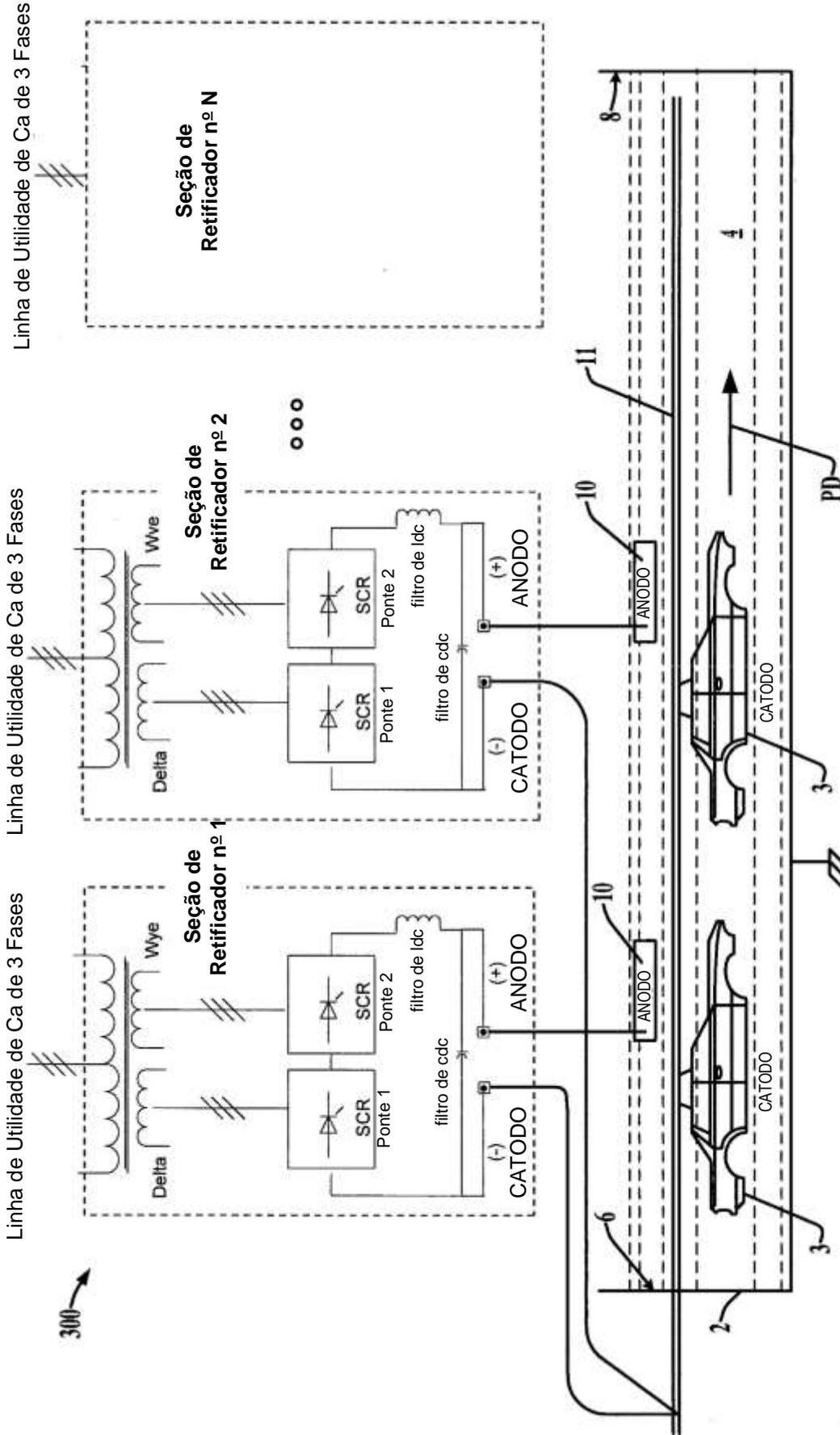
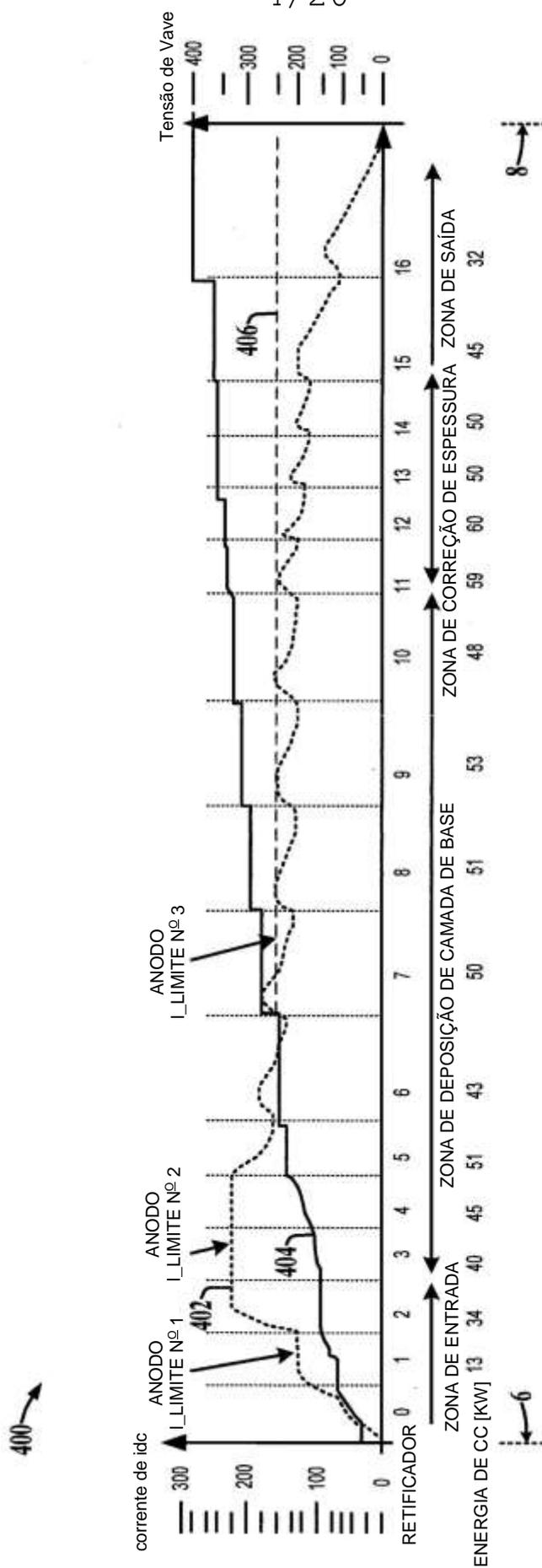


FIG. 3



**FIG. 4**

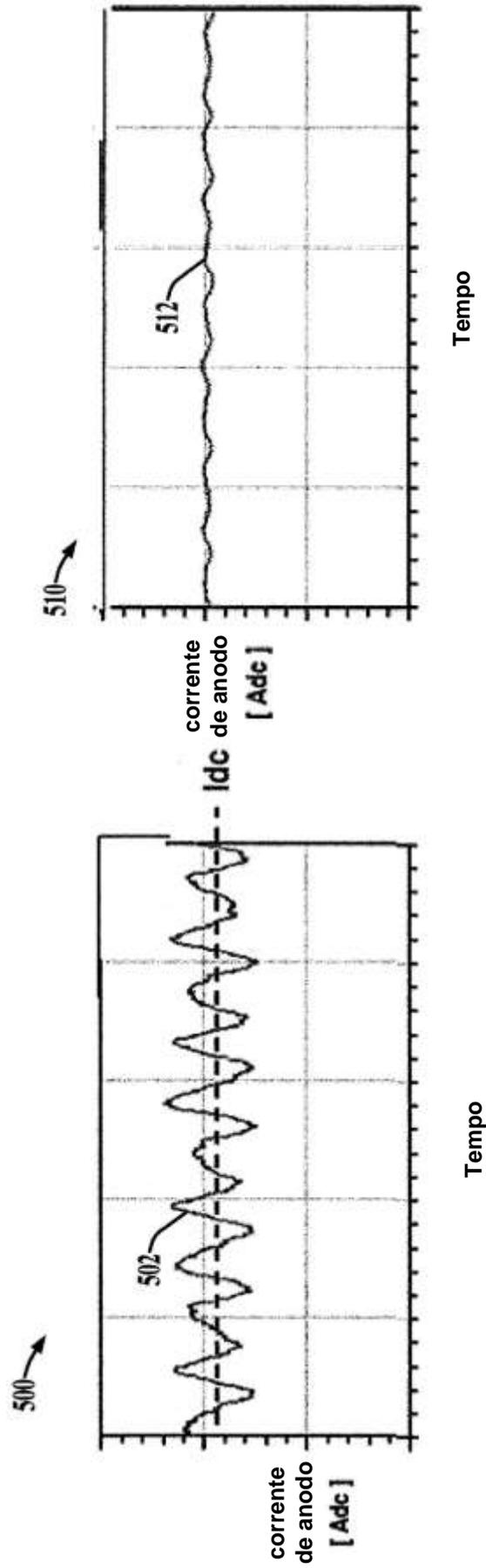
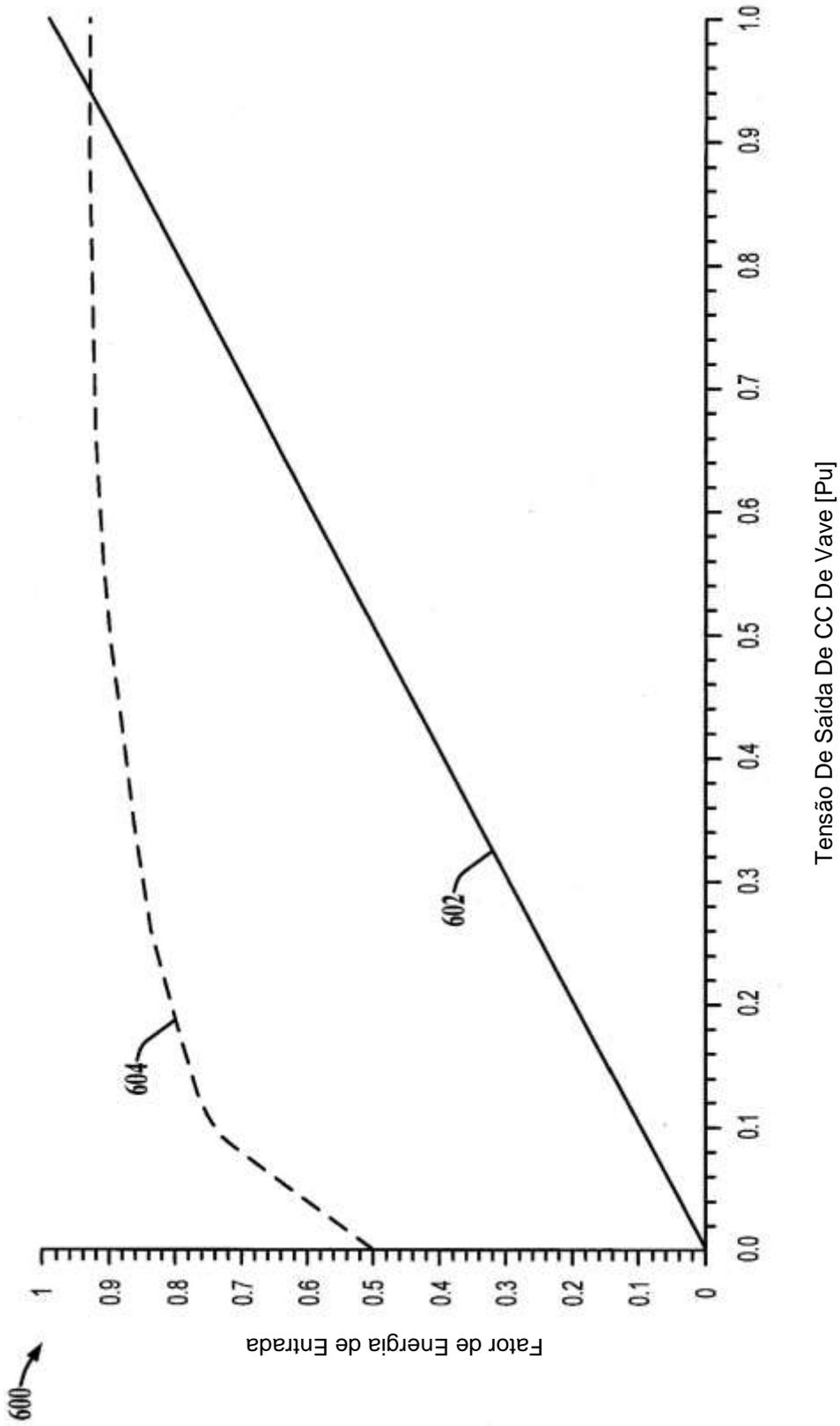


FIG. 5



**FIG. 6**

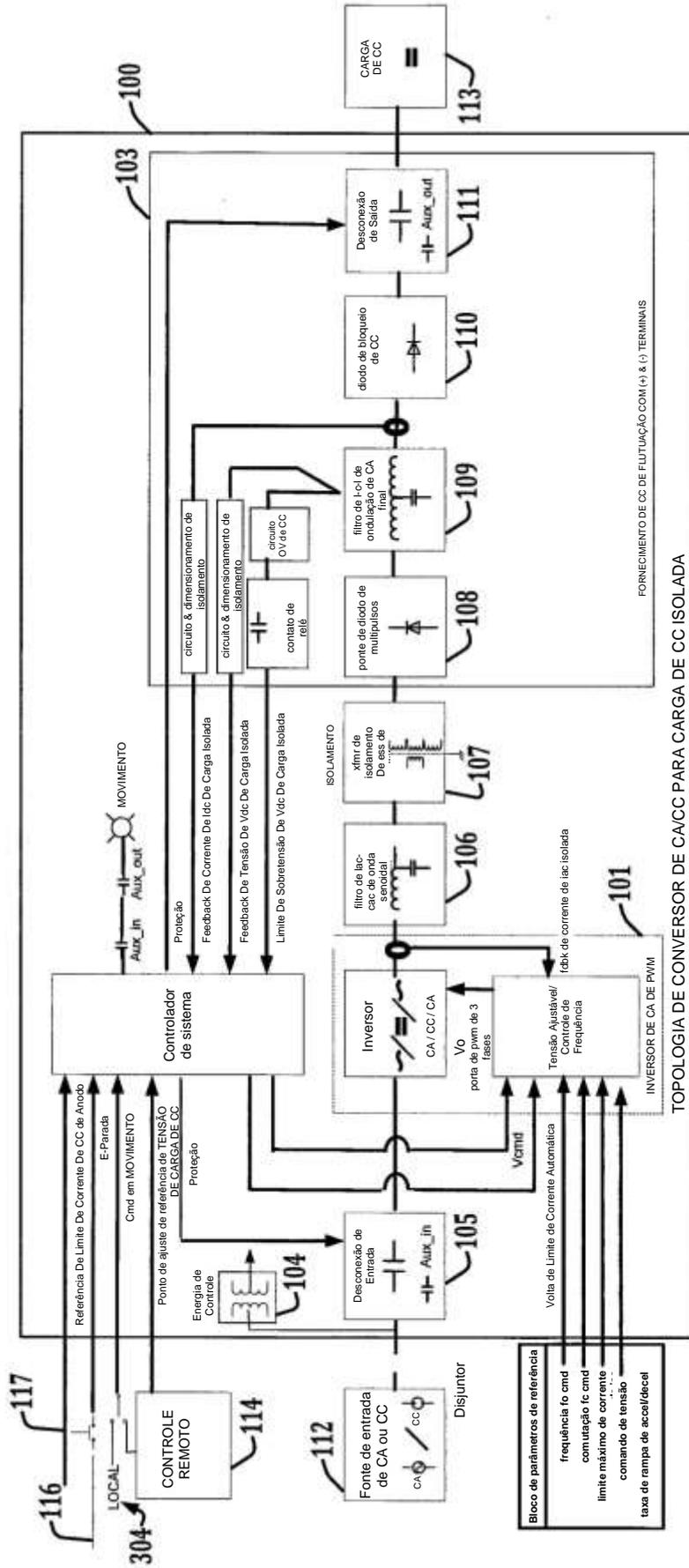


FIG. 7

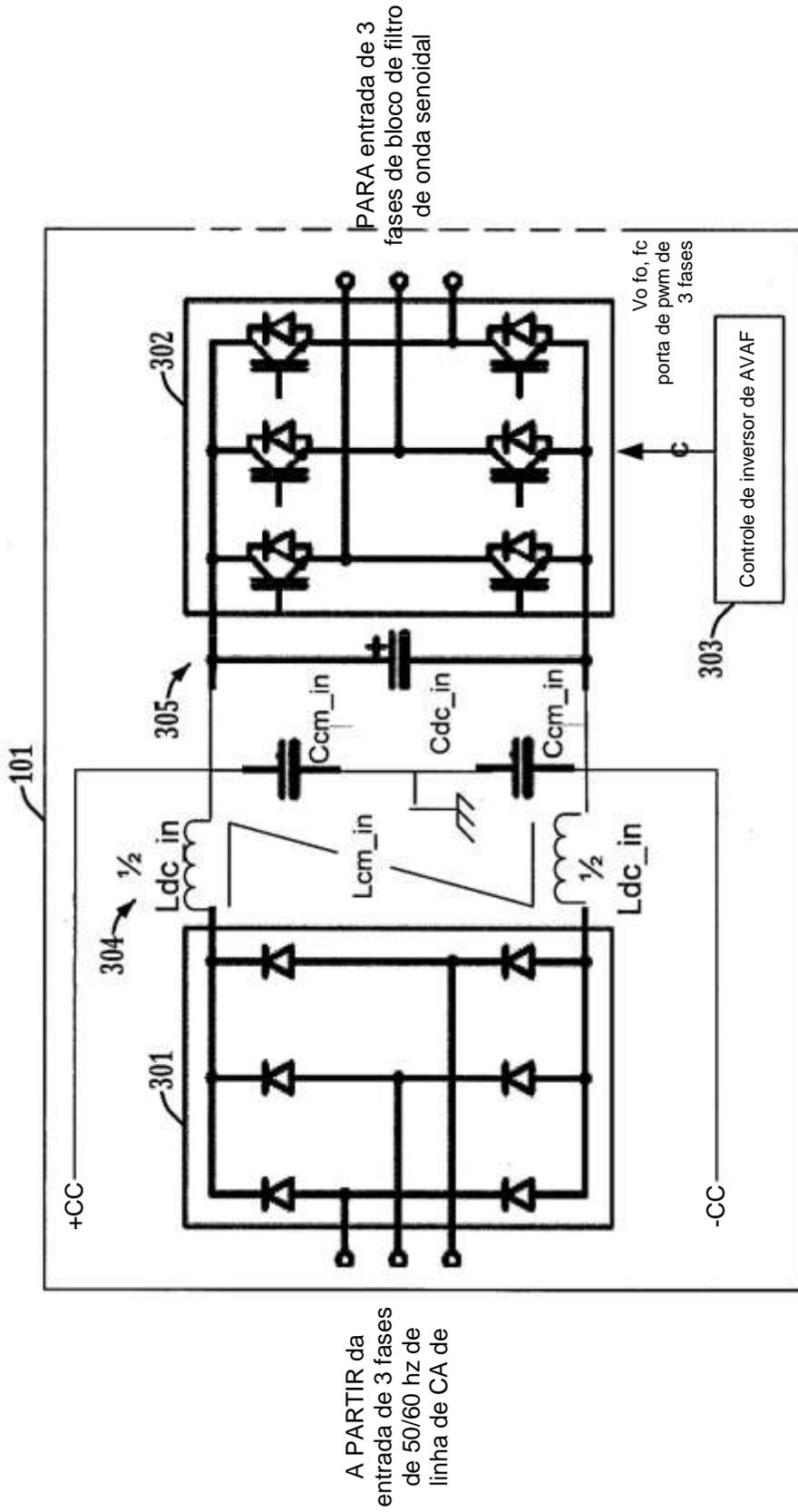
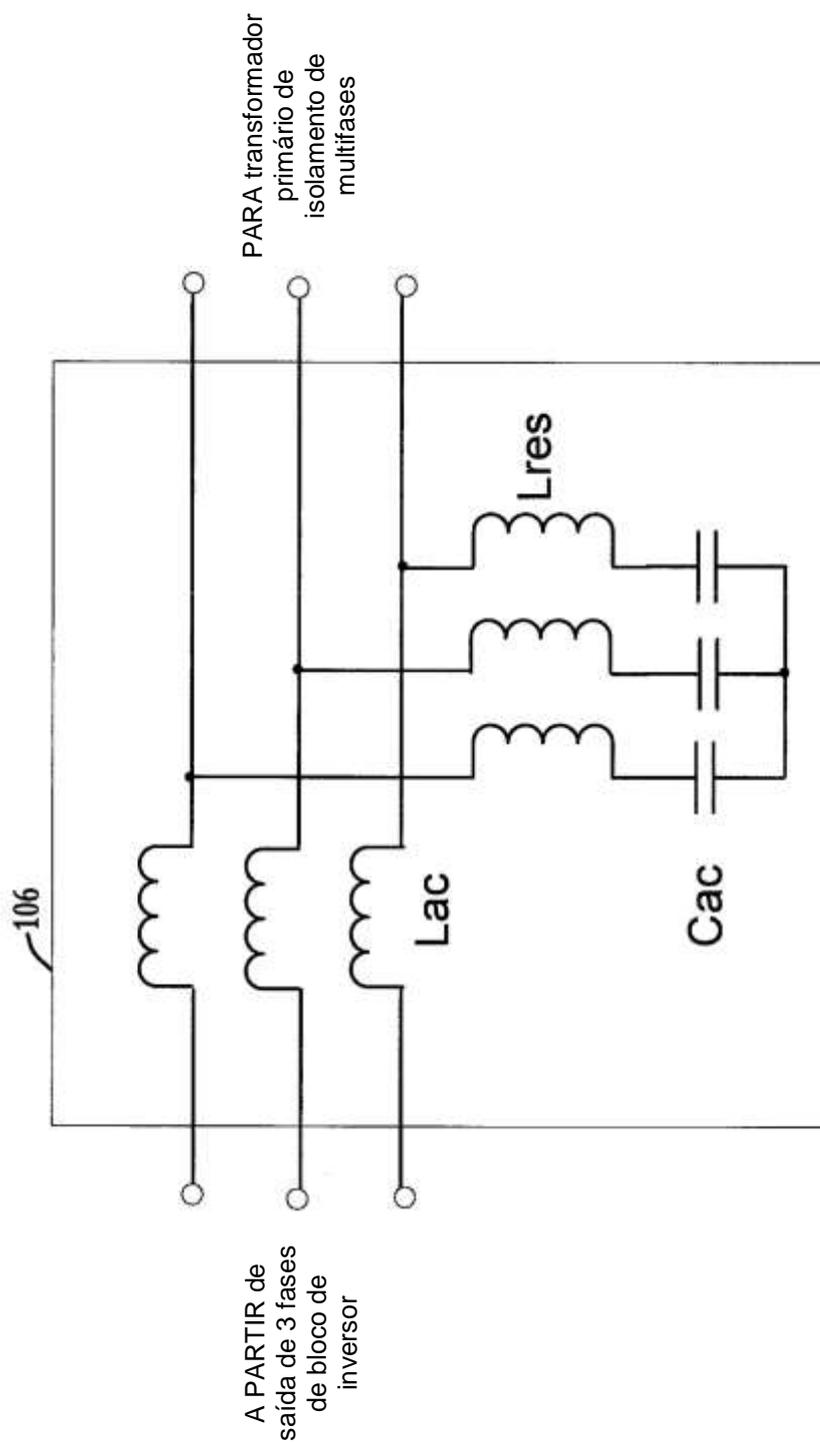
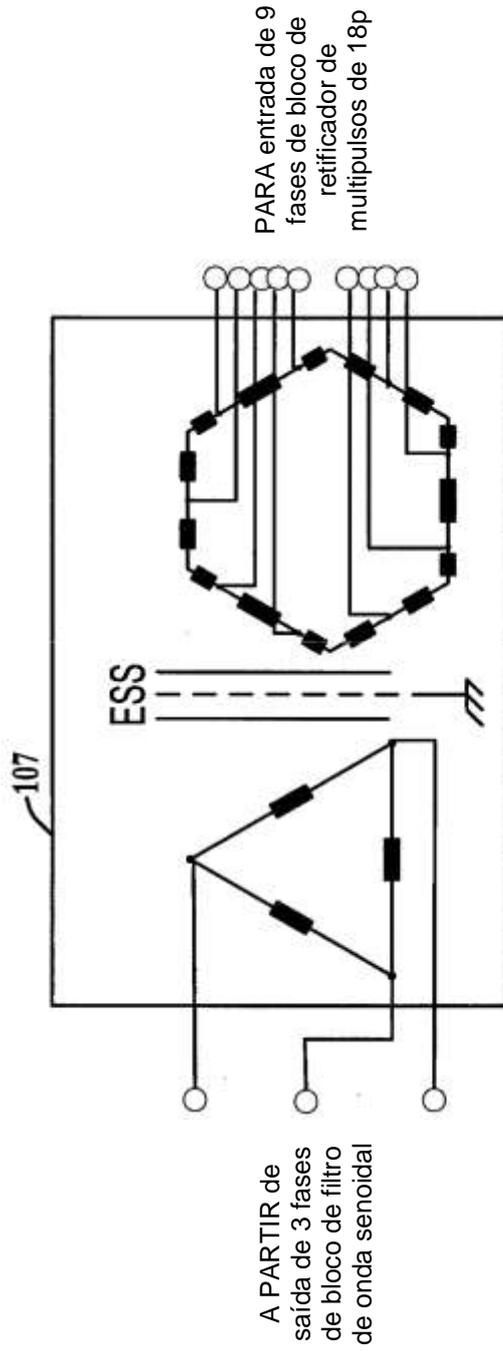


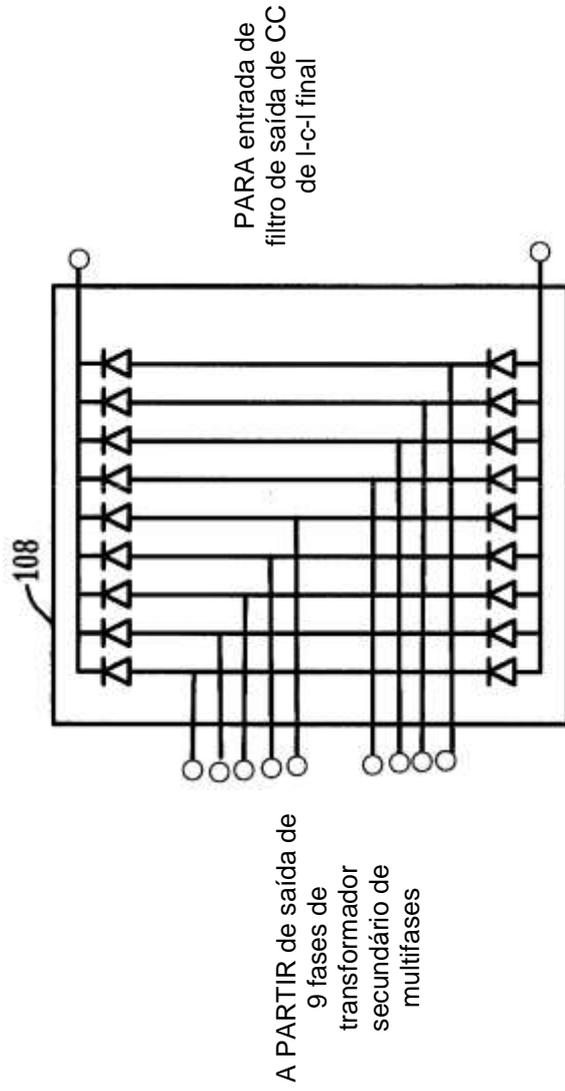
FIG. 8



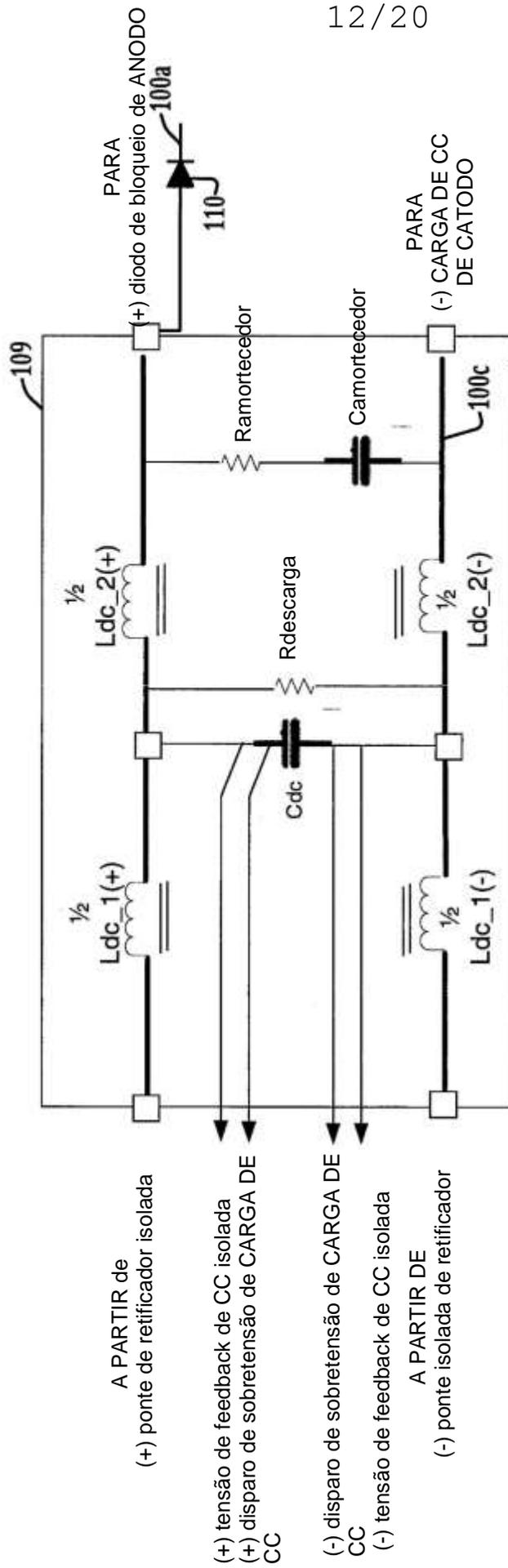
**FIG. 9**



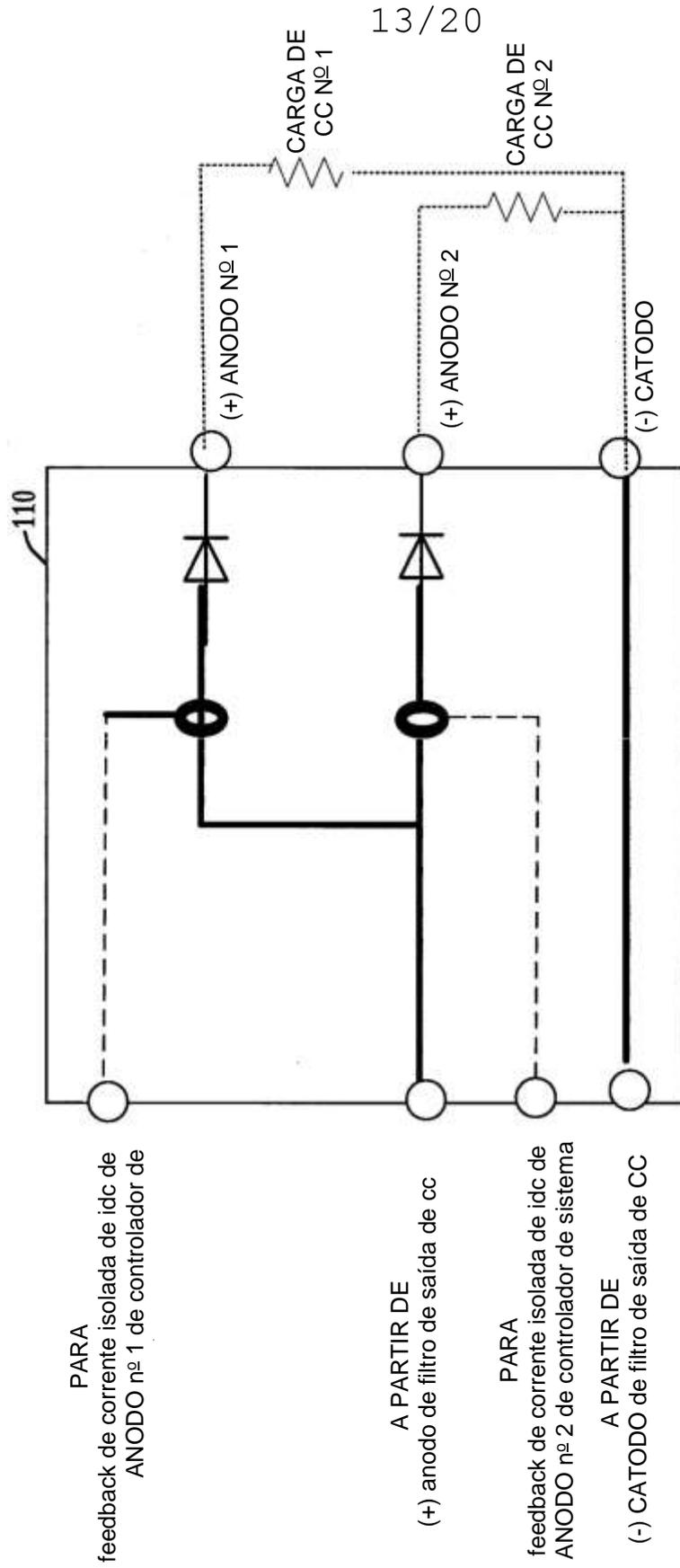
**FIG. 10**



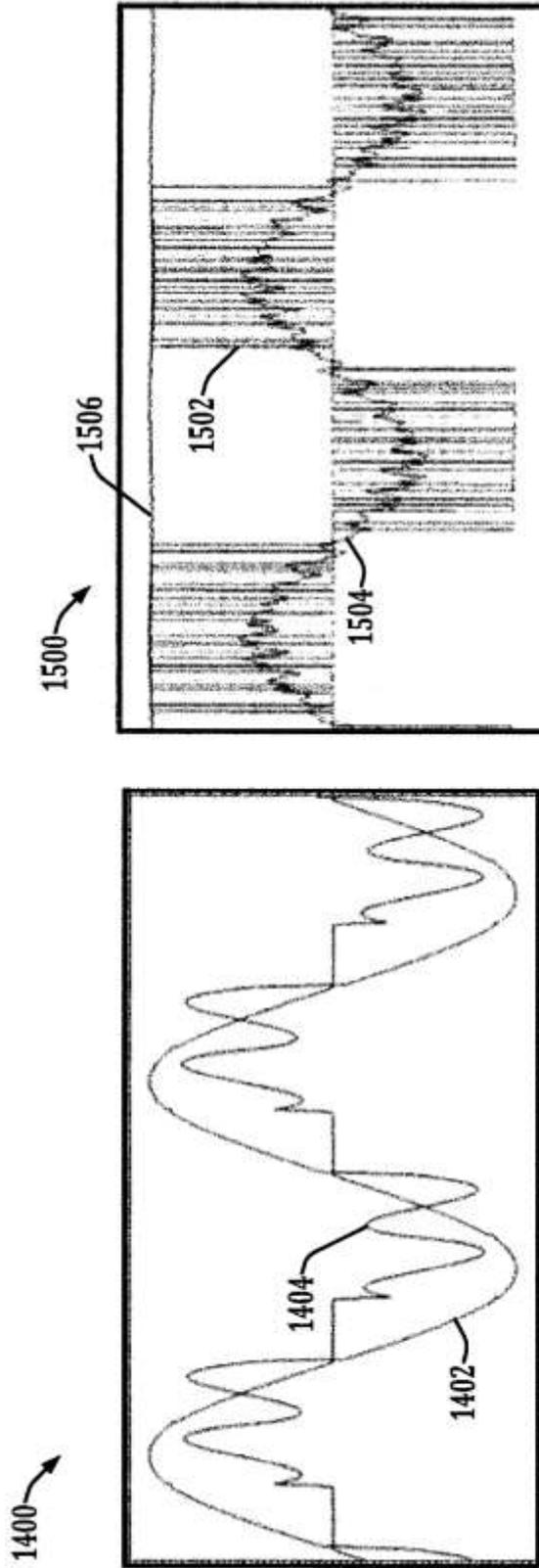
**FIG. 11**



**FIG. 12**

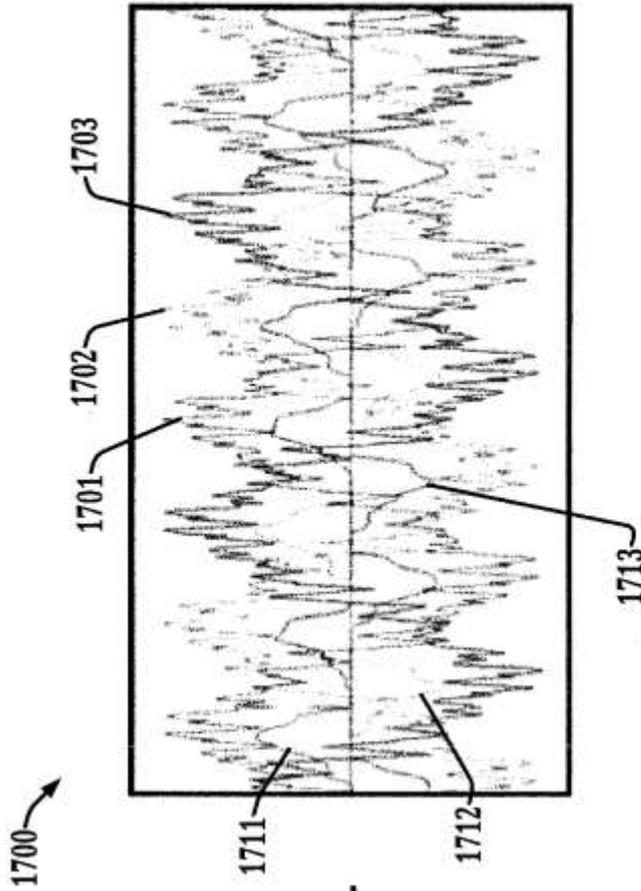


**FIG. 13**

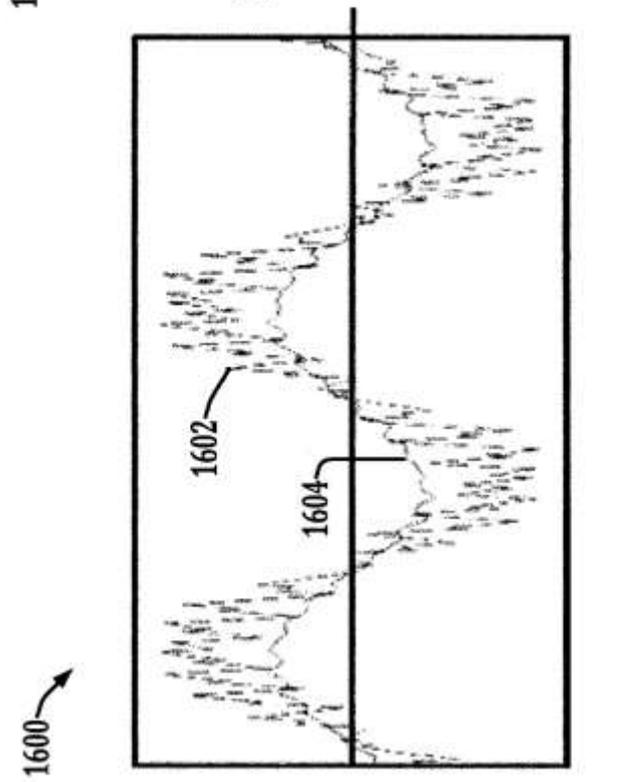


**FIG. 15**

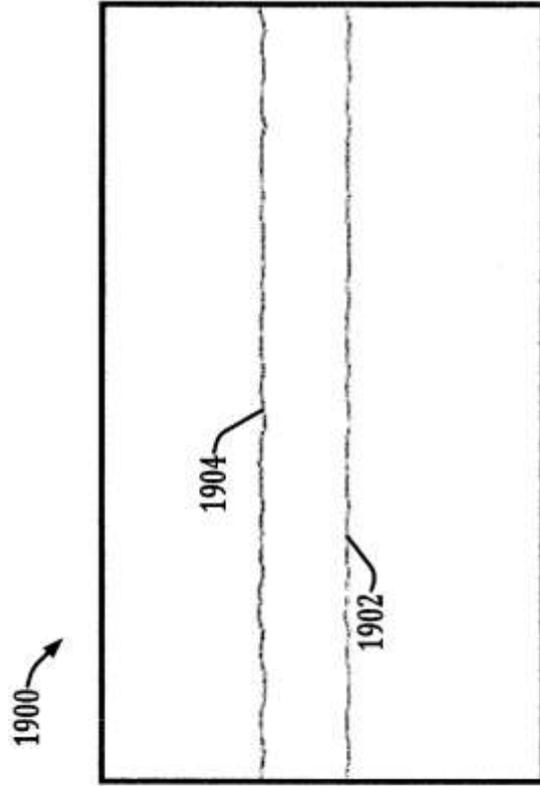
**FIG. 14**



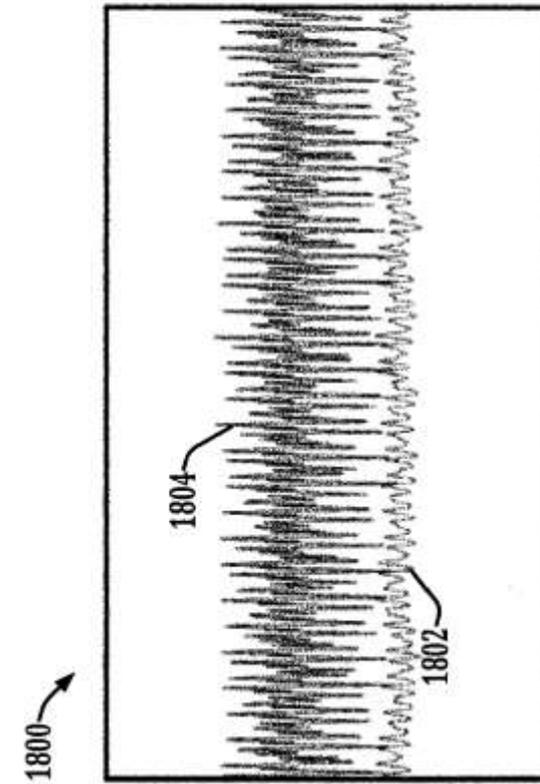
**FIG. 16**



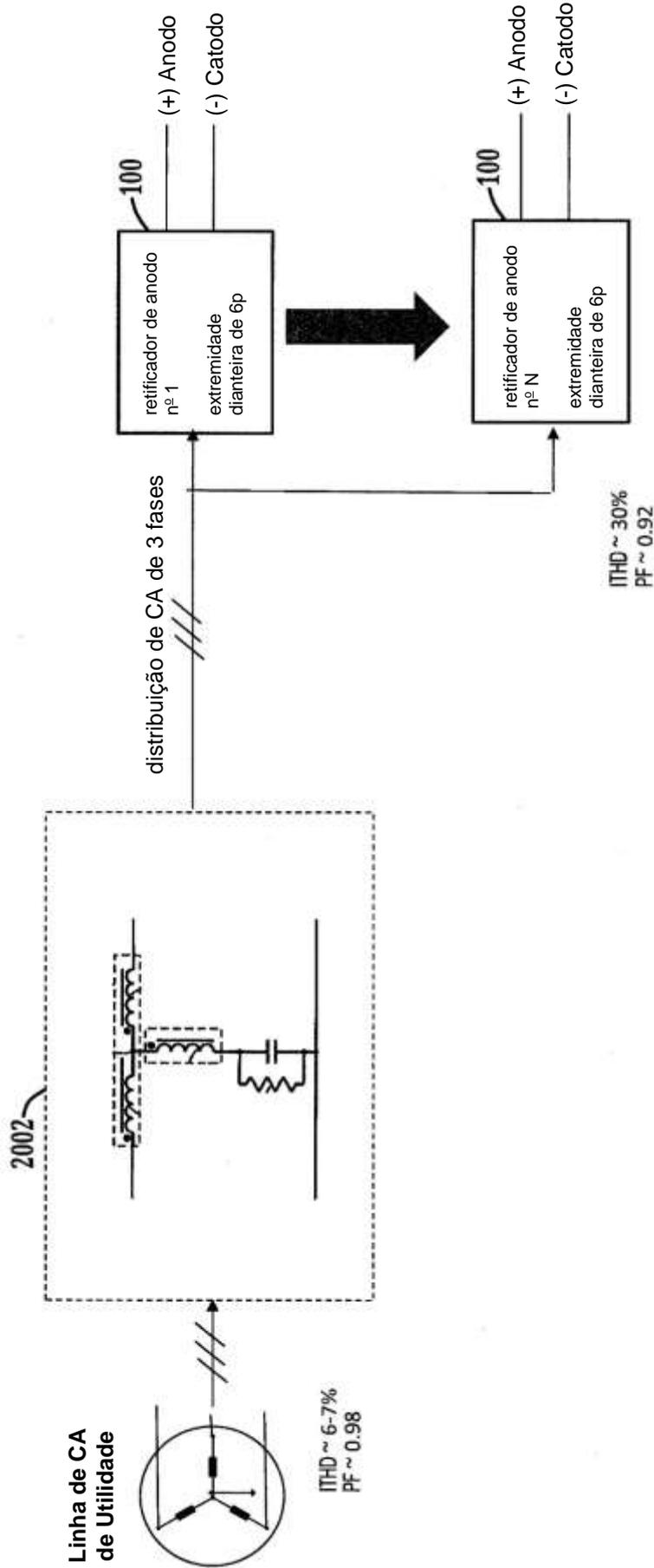
**FIG. 17**



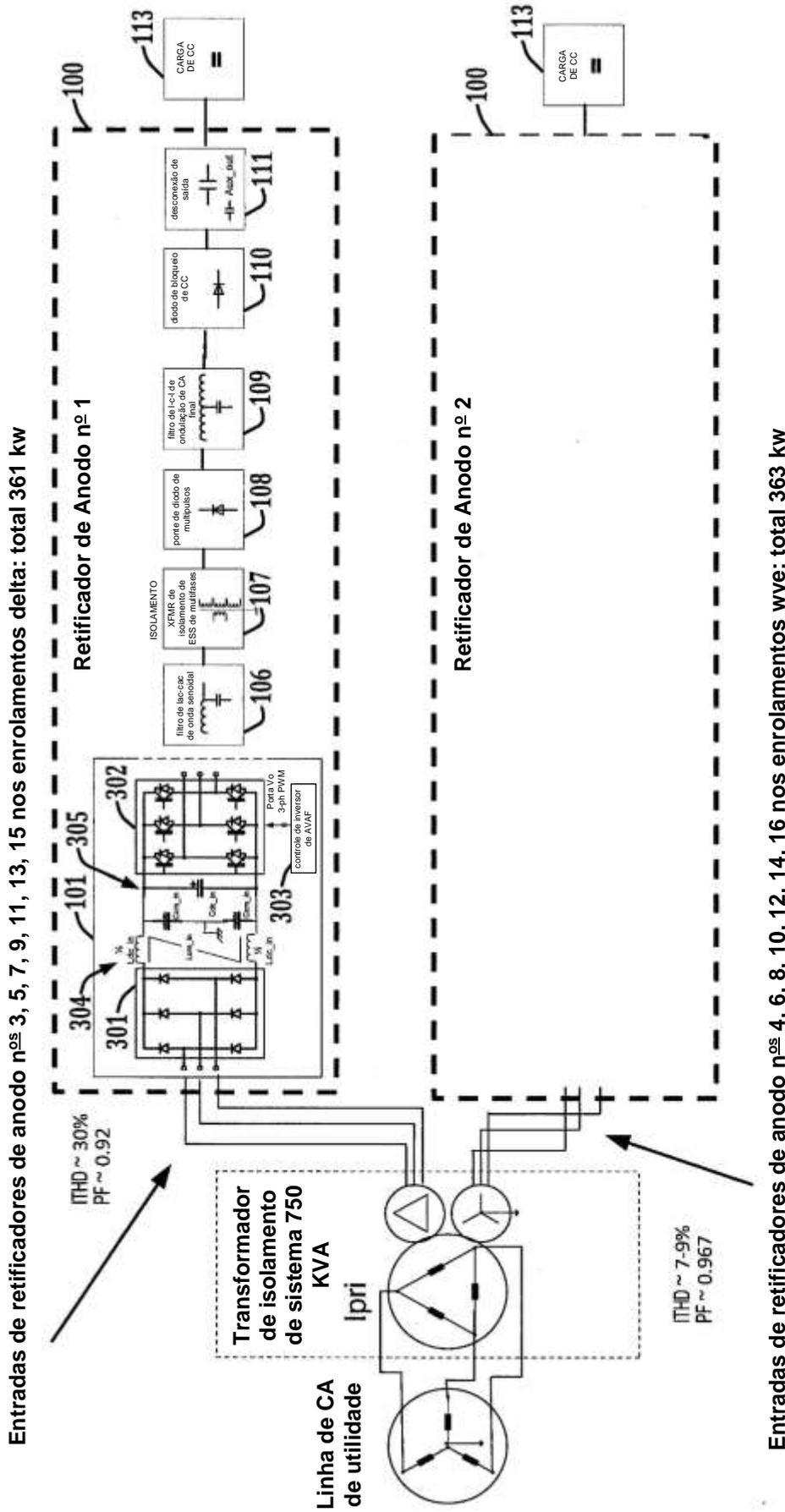
**FIG. 18**



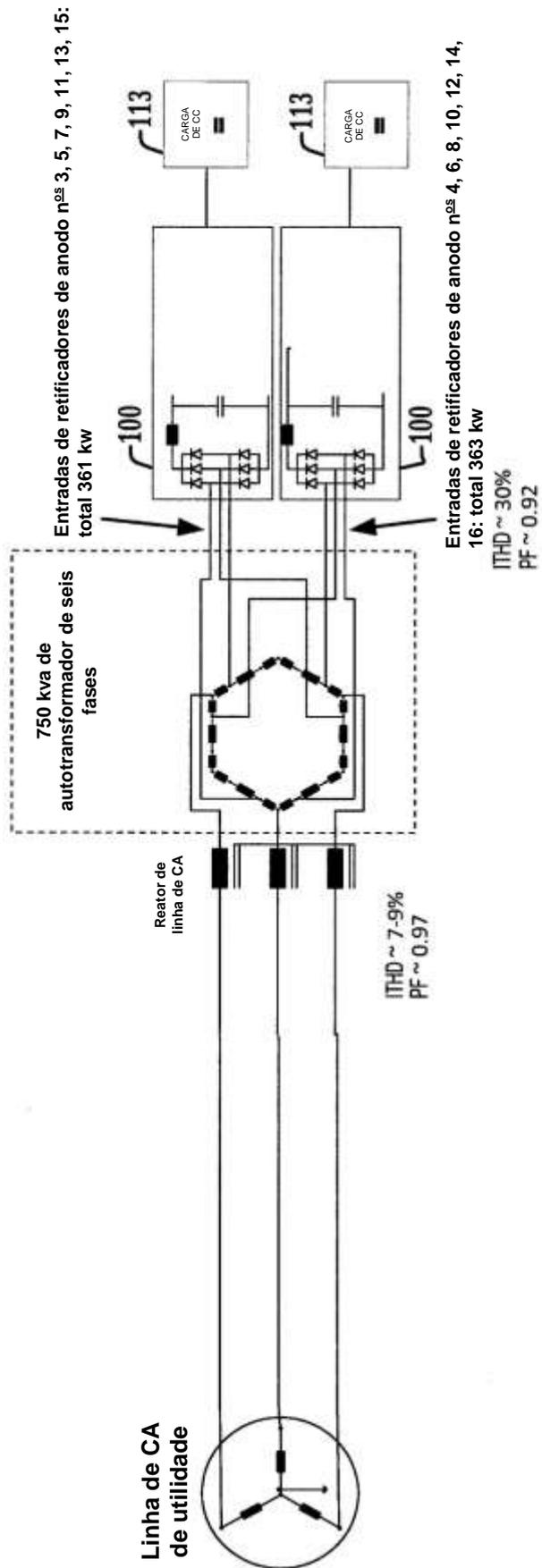
**FIG. 19**



**FIG. 20**



**FIG. 21**



**FIG. 22**

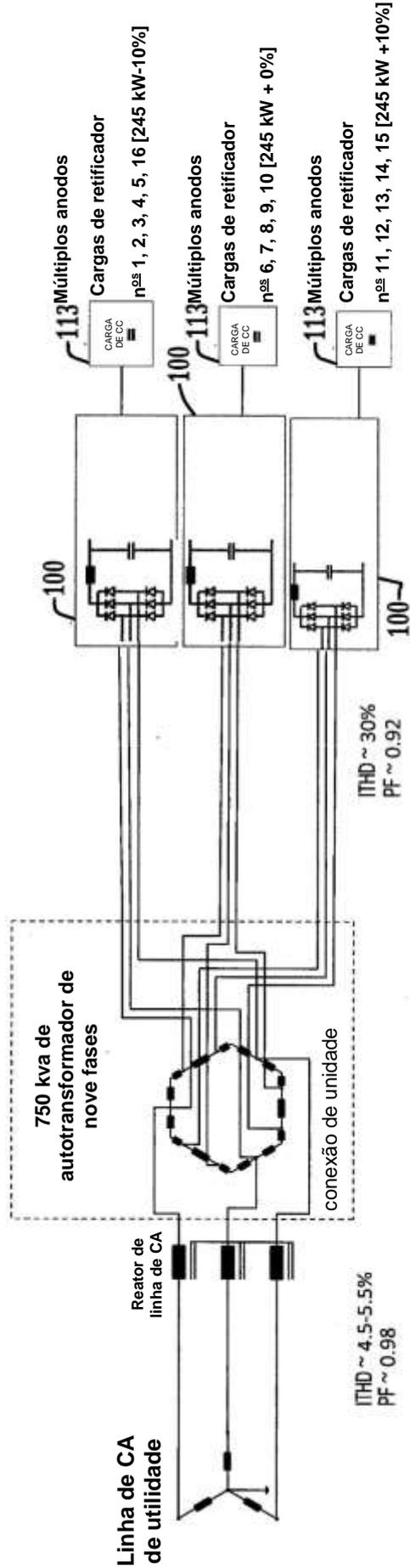


FIG. 23