(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号

特許第4053614号
(P4053614)

(45)発行日　平成20年2月27日(2008.2.27)　(24)登録日　平成19年12月14日(2007.12.14)

(51)Int.Cl.			F I		
H02M	7/48	(2007.01)	H02M	7/48	F
B23K	9/073	(2006.01)	B23K	9/073	525
H02M	9/00	(2006.01)	H02M	9/00	B

請求項の数 6　(全 15 頁)

(21)出願番号	特願平7-294448
(22)出願日	平成7年11月13日(1995.11.13)
(65)公開番号	特開平8-214556
(43)公開日	平成8年8月20日(1996.8.20)
審査請求日	平成14年9月10日(2002.9.10)
審判番号	不服2005-20975(P2005-20975/J1)
審判請求日	平成17年10月31日(2005.10.31)
(31)優先権主張番号	342378
(32)優先日	平成6年11月18日(1994.11.18)
(33)優先権主張国	米国(US)

(73)特許権者　595071911
ザ　ミラー　グループ，リミティド
アメリカ合衆国，ウィスコンシン　５４９１２，アップルトン，ウェスト　スペンサー　ストリート　１６３５
(74)代理人　100099759
弁理士　青木　篤
(74)代理人　100092624
弁理士　鶴田　準一
(74)代理人　100102819
弁理士　島田　哲郎
(74)代理人　100082898
弁理士　西山　雅也

最終頁に続く

(54)【発明の名称】溶接、切断または加熱用電源

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

所定範囲内の電圧を有するＡＣ入力を受け第一ＤＣ信号を供給するよう構成される入力整流器と、

前記第一ＤＣ信号を受け、前記ＡＣ入力の電圧の大きさに無関係な所定電圧を有する第二ＤＣ信号を供給するよう駆動するドライバを含んで構成されるＤＣ電圧ステージと、

前記第二ＤＣ信号を受け第二ＡＣ信号を供給するよう構成され、かつ少なくとも１つの制御入力を受けるよう構成され、かつパルス幅変調器を有するインバータと、

前記第二ＡＣ信号を受け、溶接、切断または加熱用に適した電流を有する第三ＡＣ信号を供給するよう構成される出力用の第１変圧器と、

前記第三ＡＣ信号を受け、溶接、切断または加熱用信号を供給するよう構成される出力回路と、

電力力率修正回路を含み、少なくとも１つの制御信号を前記インバータに供給するよう構成され、前記溶接、切断または加熱電流のフィードバック信号を受け、前記第二ＡＣ信号のパルス幅を変調するために前記インバータに信号を送るコントローラと、

少なくとも２つの実用電圧に及ぶ所定範囲内の前記ＡＣ入力の電圧を受け、前記ドライバの電源電圧を有する第１制御電力信号と、前記コントローラの電源電圧を有する第２制御電力信号を供給するよう構成され、前記ＡＣ入力の電圧の大きさに無関係に、前記ドライバに前記第１の制御電力信号を供給し、前記コントローラに前記第２制御電力信号を供給することの可能な補助電源とを備え、

前記補助電源は、第２変圧器を備え、前記所定範囲内の前記ＡＣ入力の電圧を受け、高いＡＣ入力電圧に対応したタップから順次低いＡＣ入力電圧に対応したタップに切替えるように、前記ＡＣ入力の電圧の大きさを検出し、検出した電圧の大きさに応じた前記第２変圧器への一次側のタップを選択して前記ＡＣ入力を該タップに接続し、前記第１制御電力信号を前記ドライバに供給するとともに、前記第２制御電力信号を前記第２変圧器から前記コントローラに供給する、

ことを特徴とする、所定範囲内の入力電圧を受ける溶接、切断または加熱用の電源。

【請求項２】

前記ＤＣ電圧ステージは、ブースト回路を含む請求項１に記載の電源。

【請求項３】

前記入力電圧の範囲は、２３０Ｖから５７５Ｖに渡る範囲である請求項１に記載の電源。

【請求項４】

前記出力回路は、整流器を含む請求項１に記載の電源。

【請求項５】

前記出力回路は、サイクロ（登録商標）コンバータを含む請求項１に記載の電源。

【請求項６】

前記入力整流器は、入力の範囲を越える大きさを有するＡＣ入力を受けるよう構成され、かつ該範囲において最大ＡＣ入力が少なくとも最小ＡＣ入力の２倍である請求項１に記載の電源。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【発明の属する技術分野】

本発明は溶接用電源に関し、特に溶接、切断または加熱に適用される電源およびそのための電流を供給する方法に関する。

【０００２】

【従来の技術】

電源は典型的には入力された電力を特別な応用に合わせて作られた必要なまたは望ましい出力電力に変換する。溶接の応用において、電源は典型的に高い電圧の交流電流（ＶＡＣ）信号を受け、高い電流出力の溶接信号を供給する。全世界で実用上使用されている電源電圧（正弦波線間電圧）は、２００／２０８Ｖ、２３０／２４８Ｖ、３８０／４１５Ｖ、４６０／４８０Ｖ、５００Ｖおよび５７５Ｖである。これらの電源は何れも単相または三相であり５０Ｈｚまたは６０Ｈｚの周波数を有する。溶接用電源はこのような電源の電力供給を受け、溶接用として約１０～４０ボルトの直流の大電流を出力する。

【０００３】

溶接は多量の電力が熱を発生し金属を溶かし溶接をなす溶接アークに電流出力する技術である。溶接用に適切な電力を供給するために多くの形式の溶接用電源がある。従来技術の溶接用電源には、正弦波出力を電送する共振コンバータ電源がある。また方形波出力を供給するものもある。さらにはインバータ形式の溶接用電源もある。

【０００４】

インバータ形式の電源（以下単にインバータ電源と記す）は特に溶接用に適している。インバータ電源は、ＡＣの方形波またはＤＣの出力を供給することができる。インバータ電源はまた比較的高い周波数段階用に設けられ、制御信号の変化に対し高速に応答して溶接出力を発生する。

【０００５】

一般的に、インバータ電源は正弦波の電源ライン入力を受け、ＤＣバスを供給するため正弦波の電源入力を整流し、ＤＣバスを変換し、ＤＣ溶接出力を供給するためその変換された信号を整流する。一般的に、出力波形が平らな、すなわちリップルの非常に少ないＤＣバスを供給することが望ましい。従って、単に正弦波入力を整流するだけでは不十分であり、さらに平滑化することが必要であり、多くの場合入力電力の電圧を変えている。この

ことを入力電源の前処理と呼んでいる。

【０００６】

溶接に適したインバータ電源にはいくつかの形式がある。これらはブースト電源、バック電源、およびBoost-buck（ブーストバック）電源であり、当該技術分野において公知のものである。

【０００７】

一般的に、溶接用電源は特別な電源入力に対応するよう設けられる。換言すれば、溶接用電源は種々の入力電圧に対し本質的に同一出力を供給できない。さらに特別な入力電源レベルで安全に動作するコンポーネントは、ある交流入力電源レベルで動作するとき破壊する。それゆえ、従来技術による電源は種々の入力に適応するよう手動調整可能な回路を用いることによりこれらの種々の入力に対応するよう設けられた。これらの回路は通常、変圧器の巻数比を変えることにより、その電源における特別な回路のインピーダンスを変えることにより、またはタンク回路が直列または並列となるよう配置することにより調整できる。これら従来技術による装置において、オペレータは入力電圧を識別することを要求され、特別な入力に対応して回路を手動で調整することが要求される。

【０００８】

一般的に、従来技術において種々の電圧入力に適合するため、電源が開放され、ケーブルが特別な電圧入力に適応するよう調整される。従って、オペレータは適切な出力電圧が発生されるように手動で電源をリンクすることが要求される。誤って不適切に電源をリンクすると、身体への危害を与えるか、電源不良となるかまたは不十分な電源が供給される。

【０００９】

従来技術による装置は２つの異なる交流入力電圧レベルで動作する電源を構成することによりこの問題に対処している。例えば、１９８９年７月４日にNakao 等に発行された米国特許第４，８４５，６０７号は、次のような電源を開示している。すなわちこの電源は、入力電源が交流１１５Ｖのとき自動的に作動し、入力電源が交流２３０Ｖのときには作動しない電圧増倍回路を装備したものである。このような電源は入力電圧が低いレベルのとき要求される電圧を供給するため電圧増倍回路により、高い方の電圧レベルで動作するよう設計されている。電圧増倍回路を用いるこの形式の電源は、電圧増倍回路を実行するため実際的でない高い電源レベルに耐えることのできるトランジスタまたはスイッチ装置および他のコンポーネントを用いなければならない。さらに、電圧増倍回路に伴われる回路は、元来熱消失の問題を有する。また、電圧増倍回路形式の電源は、溶接の応用に十分に有効ではない。それゆえ、種々の交流入力電圧レベルに対応して自動的に適合されるよう構成される溶接用電源が長い間望まれていた。

【００１０】

溶接用電源は、通常高い交流電圧信号を受け大電流の直流信号を発生することが知られている。電圧増倍回路形式の電源の欠陥を避ける特に溶接用に有効な形式の電源は通常周波数電源インバータに依存している。インバータ電源は高い電圧の直流電源を高い電圧の交流電源に変換する。この交流電源は高い交流出力を発生する変圧器に供給される。

【００１１】

入力電圧レンジを越えて使用される電源インバータは従来技術において広く知られている。例えば、２つの入力電圧レベルを使用できる電源インバータは、１９７４年６月４日にBergerに発行された米国特許第３，８１５，００９号に開示されている。この特許発明の電源インバータは、２つのスイッチ回路を使用するものである。この２つのスイッチ回路は、高いほうの入力電圧に接続されるときは直列に接続されるが、低い方の入力電圧に接続されるときは並列に接続される。このスイッチ回路は互いにリード線で結合されている。このインバータは適切な電圧レベルに対してスイッチ回路を構成するときのオペレータの誤りを認めており、このことは電源異常を来たし、あるいは人体に危害を与える。

【００１２】

手動リンクを改善した他の従来技術による溶接用電源は自動リンクを設けている。例えば、Miller Electric AutoLinkはこのような電源であり、引用により合併された米国特許第

５，３１９，５３３号に記載されている。このような電源は、電源が最初に接続され、検知された入力電圧に対して適切なリンクに自動的に設定されたとき入力電圧をテストする。このような溶接用電源は、携帯用であれば、通常インバータ形式の電源であり、そしてリンクを達成する方法は２つのインバータとして溶接用電源を動作することによる。このインバータは（例えば２３０Ｖに対して）並列に接続でき、（例えば４６０Ｖに対して）直列に接続できる。このような装置は通常２つの電圧接続の可能性を認める。しかしながら、高い方の電圧は低い方の電圧の２倍でなければならない。従って、このような電源は２３０Ｖ～４６０Ｖから３８０Ｖ～４１５Ｖあるいは５７５Ｖのレンジの供給に対しては接続することはできない。

【００１３】

５０／６０Ｈｚの変圧器は、種々の入力電圧に対して多くのタップを設けて使用できる。しかしながら、同一容量のインバータ形式の溶接用電源と比して重量が大であり巨大な大きさとなる点で欠陥を有する。加えて、上記Miller Electric AutoLinkの例におけるように自動的にリンクされたとき、各電圧に対してリンク装置をもたなければならない。このような自動リンクは、本発明により予期される電圧レンジに対し複雑であり、恐らく非経済的である。このように、２つの入力電圧設定を適切に自動的に選択する従来技術による電源が、世界中の入力電源の全レンジに適合することはとても有りそうもない。このことは、世界中の各地域へ輸送可能な溶接用電源として重大な欠陥である。従って、多くの入力電圧の電源に自動的に適合可能なことは有利なことである。

【００１４】

【発明が解決しようとする課題】

それゆえ、本発明の目的は、手動でも自動でも如何なるリンクを必要とせずに、上述した何れの入力電圧あるいは他の入力電圧を受ける溶接用電源を提供することにある。また、５０／６０Ｈｚの大容量の変圧器を必要とせず、インバータ技術を駆使した溶接用電源を有することが望ましい。

【００１５】

【課題を解決するための手段】

本発明は広いレンジに渡る入力電圧を受けることのできる電源を提供する。本発明の電源は、所定範囲内の入力電圧を受ける溶接、切断または加熱用電源であって、所定範囲内の電圧を有するＡＣ入力を受け第一ＤＣ信号を供給するよう構成される入力整流器を含む。本発明の電源は、さらに、ＤＣ電圧段階（ステージ）、インバータ、パルス幅変調器、出力用の第１変圧器、出力回路、コントローラおよび補助電源を含む。ＤＣ電圧段階（ステージ）は第一ＤＣ信号を受け、ＡＣ入力の電圧の大きさに無関係な所定電圧を有する第二ＤＣ信号を供給するよう駆動するドライバを含んで構成される。インバータは第二ＤＣ信号を受け第二ＡＣ信号を供給するよう構成され、かつ少なくとも１つの制御入力を受けるよう構成され、かつパルス幅変調器を有する。出力用の第１変圧器は第二ＡＣ信号を受け、溶接、切断または加熱用に適した電流を有する第三ＡＣ信号を供給する。出力回路は第三ＡＣ信号を受け、溶接、切断または加熱用信号を供給するよう構成される。コントローラは、電力力率修正回路を含み、少なくとも１つの制御信号をインバータに供給するよう構成され、溶接、切断または加熱電流のフィードバック信号を受け、第二ＡＣ信号のパルス幅を変調するためにインバータに信号を送る。補助電源は、少なくとも２つの実用電圧に及ぶ所定範囲内のＡＣ入力の電圧を受け、ドライバの電源電圧を有する第１制御電力信号と、コントローラの電源電圧を有する第２制御電力信号を供給するよう構成され、ＡＣ入力の電圧の大きさに無関係に、ドライバに第１の制御電力信号を供給し、コントローラに第２制御電力信号を供給することが可能である。補助電源は、第２変圧器を備え、前記所定範囲内の前記ＡＣ入力の電圧を受け、高いＡＣ入力電圧に対応したタップから順次低いＡＣ入力電圧に対応したタップに切替えるように、前記ＡＣ入力の電圧の大きさを検出し、検出した電圧の大きさに応じた前記第２変圧器への一次側のタップを選択して前記ＡＣ入力を該タップに接続し、前記第１制御電力信号を前記ドライバに供給するとともに、前記第２制御電力信号を前記第２変圧器から前記コントローラに供給する、ことを特徴

とする。

【００１７】

【発明の実施の形態】

以下に添付図面を参照しつつ本発明を詳細に説明する。

図１は本発明の好適実施例のブロック図である。溶接用電源１００は入力整流器１０１、ブースト回路１０２、パルス巾変調器（ＰＷＭ）１０３、コントローラ１０４、補助電源コントローラ１０５、一対の蓄電コンデンサＣ３とＣ７、およびこれらコンデンサの保護抵抗器Ｒ４とＲ１０、出力変圧器Ｔ３、出力インダクタＬ４、フィードバック変流器Ｔ４とＴ６、フィードバックコンデンサＣ１３、Ｃ１４と抵抗器Ｒ１２とＲ１３、溶接出力端子Ｔ１０８で溶接用出力電流を供給する出力ダイオードＤ１２とＤ１３を含む。冷却ファン１１０、フロントパネル１１１およびリモートコネクタ１１２もまた概略示されている。

【００１８】

動作において、電源１００は、入力ライン１０７から三相線電圧を受ける。三相入力は入力整流器１０１に供給される。入力整流器１０１は三相入力を整流し通常ＤＣ信号を供給する。１０μＦのコンデンサＣ４はブースト回路の高周波数デカップリング用に設けられる。ＤＣ信号は三相入力の大きさの約１．３５倍の大きさを有する。デカップルされたＤＣバスはブースト回路１０２用に設けられる。以下に詳述するように、ブースト回路１０２は制御可能な大きさを有するＤＣ出力電圧を供給するため入力整流器１０１により設けられたＤＣバスを処理する。好適実施例において、ブースト回路１０２の出力は、入力電圧に係わらず約８００Ｖである。

【００１９】

ブースト回路１０２はパルス巾変調器１０３に対して設けられ、パルス巾変調器１０３では溶接用出力に変換するために適切な制御可能な信号を供給するためＤＣバスが変換されパルス巾が変調される。コントローラ１０４は多くの溶接用電源で見られる主制御ボードである。この主制御ボードはパルス巾変調器１０３の周波数とパルス巾を制御するためパルス巾変調器１０３に対し制御信号を供給する。入力整流器１０１、パルス巾変調器１０３、コントローラ１０４および出力変圧器Ｔ３は当該技術分野で公知のものである。

【００２０】

パルス巾変調器１０３の出力は出力変圧器Ｔ３に対し設けられ、出力変圧器Ｔ３は溶接に適した電圧と電流を供給するためＰＷＭ１０３の出力を変換する。変圧器Ｔ３は２次側にセンタタップを有し、１次側が３２回の巻数に対し２次側がセンタタップ両側各半分が５回の巻数の巻数比を有する。変圧器Ｔ３は他の変圧器を使用してもよい。変圧器Ｔ３の交流出力は出力インダクタＬ４、出力ダイオードＤ１２およびＤ１３により整流され平滑される。インダクタＬ４は、所望の溶接特性を提供するために十分な例えば５０～１５０μＨ（マイクロヘンリ）のレンジのインダクタンスを有する。

【００２１】

補助電源コントローラ１０５は入力ライン電圧を受け、この電圧をＤＣ制御信号に変換する。１８ボルトの制御信号が入力電圧に無関係に発生され、ブースト回路１０２に供給される。ブースト回路１０２は１８ボルト制御信号を使用し、そのスイッチング周波数とその出力の大きさを制御する。補助電源コントローラ１０５はまた４８ボルトセンタタップのＡＣ電源信号をコントローラ１０４へ供給する。

【００２２】

フロントパネル１０４が概略示されるが、これは運転パラメータに関する入力を受けるとともにユーザに運転状態を伝えるために使用される。同様にリモートコネクタ１１２が概略示されるが、運転パラメータに関する入力を受けるために使用される。

【００２３】

概して言えば、三相電源が入力ライン１０７に供給される。複数の最初開のコンタクタ１１５は入力整流器１０１から入力電源を絶縁する。しかしながら、入力電源は補助電源コントローラ１０５に供給される。以下に詳述するように、補助電源コントローラ１０５は

入力電源の大きさを測定し、入力に無関係にコントローラ１０４へ４８Ｖセンタタップの
ＡＣ出力を供給するため多数の接点を開閉する。これらの接点は入力電圧の大きさの過少
評価に対する保護手段を提供するように開閉し、従って回路コンポーネントを保護する。
また補助電源コントローラ１０５は入力の大きさに無関係に１８ボルトＤＣ制御信号をブ
ースト回路１０２に供給する。

【００２４】

電圧レベルが接点を適切に閉じることにより適切に測定された後、コントローラ１０４は
接点１１５を閉じ、従って電源が入力整流器１０１に供給される。入力整流器１０１は共
振過充電によってコンデンサＣ３とＣ７が破壊されることを防止し、入力電源の過多な負
荷を避けるためにプリチャージ回路を有する。変圧器Ｔ３のタップから入力整流器１０１
が受ける信号はＳＣＲ（詳細は後で記す）をターンオンする。ＳＣＲを導通することによ
りプリチャージ抵抗器を回る入力電流はバイパスされる。

【００２５】

入力整流器１０１の出力はブースト回路１０２に供給される。ブースト回路１０２は当該
技術分野で知られており、ブースト回路用集積回路のコントローラは市販されている。動
作において、ブースト回路１０２はその入力と出力の電圧を検出する。後で詳細に説明す
るように、ＩＧＢＴ（または他のスイッチング素子）は所望の出力電圧を得るため所定の
周波数とデューティサイクル（またはパルス巾）でオンオフを切り換えられる。好適実施
例において、所望の出力電圧は約８００ボルトである。

【００２６】

ブースト回路１０２はそれゆえ８００μＦ（マイクロファラド）の電解コンデンサＣ３と
Ｃ７に約８００ボルトの出力を供給する。電解コンデンサＣ３とＣ７には４５ＫΩ（キロ
オーム）のブリーダおよび平衡用の抵抗器Ｒ３とＲ７が結合される。コンデンサＣ３とＣ
７は従ってＰＷＭ１０３に対しＤＣリンクとして作用する。

【００２７】

ＰＷＭ１０３は通常一定した８００ボルトのＤＣ信号を受け、ユーザが選択した大きさに
おける溶接用出力を供給するため、そのＤＣ信号を変換し整流し平滑した後に変調する。
ＰＷＭ１０３はコントローラ１０４から受けた制御信号に従ってその入力を変調する。Ｐ
ＷＭ１０３はまたコントローラ１０４から２５ボルトＤＣ電源信号を受ける。このような
ＰＷＭは公知であり、ＰＷＭ１０３は単相モジュールとして市販されている。

【００２８】

ＰＷＭ１０３の出力は出力変圧器Ｔ３へ供給され、比較的高い電圧の低い電流信号を溶接
用に適切な電圧に変換する。変圧器Ｔ３の出力はダイオードＤ１２とＤ１３により整流さ
れ、出力インダクタＬ１４により平滑される。従って、通常一定の大きさのＤＣ溶接出力
が溶接出力１０８に供給される。

【００２９】

変流器Ｔ４とＴ５はフィードバック信号をコントローラ１０４、スナッバコンデンサＣ１
３（０．１μＦ）とＣ１４（０．０２２μＦ）、およびスナッバ抵抗器Ｒ１２（１２Ω）
とＲ１３（４７Ω）に供給し、Ｄ１２とＤ１３の回復に伴う過渡電圧を抑制する。コント
ローラ１０４は所望の溶接用電流に対するフィードバック信号を比較し、必要であればス
イッチングパルス巾を調整するためにＰＷＭ１０３を制御する。

【００３０】

図２は図１に示す入力整流器１０１の詳細電気回路図であり、入力整流器１０１の好適実
施例を示す図である。入力整流器１０１はダイオードＤ４、Ｄ５、Ｄ６、Ｄ９、Ｄ１０お
よびＤ１１からなる全波ブリッジ回路を含む。このブリッジは三相入力を整流し、入力電
圧の約１．３５倍の大きさを有する信号を供給する。一対の５０Ωの抵抗器Ｒ１とＲ２が
スタートアップ時の図１に示されるコンデンサＣ４、Ｃ３およびＣ７をプリチャージする
ために設けられる。これは突然のサージ電流がコンデンサＣ４、Ｃ３およびＣ７に急激に
流れることを防止するためのものである。

【００３１】

プリチャージが完了した後、Ｑ１で示すＳＣＲ（以下ＳＣＲＱ１と記す）は図１に示される出力変圧器Ｔ３のタップからの信号を介してターンオンされる。変圧器Ｔ３からの信号は電流制限抵抗器Ｒ６とコンデンサＣ６を介してＳＣＲＱ１のゲートに供給される。回復ダイオードＤ７とスナッバ抵抗器Ｒ５はＳＣＲＱ１のゲートを横断して設けられる。ＳＣＲＱ１は抵抗器と分路してブースト回路１０２のインダクタＬ２に最大電流を流すことを可能とする。

【００３２】

複数のバリスタＲＶ１～ＲＶ３がライン上のスパイクを抑制するために設けられる。他のスパイクを防止するために図示しない他のバリスタをＤ９～Ｄ１１およびグラウンドとの間に設けてもよい。

【００３３】

当業者に容易にわかるように、他の回路や他の素子を使用しても入力整流器１０１の機能は達成できる。

【００３４】

図３は図１のブースト回路１０２の詳細電気回路図であり、当該技術分野において公知なように動作するブースト回路１０２の好適実施例を示す図である。概して言えば、ブースト回路１０２は入力電圧を１で割った値からブースト回路１０２におけるスイッチＩＧＢＴ１のデューティサイクルを引いた値に等しい出力電圧を供給する。

【００３５】

従って、スイッチＩＧＢＴ１がオフのとき、１００％の時間、出力電圧（ＤＣリンク電圧）は入力電圧（コンデンサＣ４と入力整流器１０１から）に等しい。一実施例において、最も低い入力電圧は２００ボルトであり、所望の出力（ＤＣリンク電圧）は８００ボルトであり、それゆえ「ブースト」用の上限は約４００％であり、約７５％のデューティサイクルを要求する。

【００３６】

ブースト回路の動作は当該技術分野においてよく知られているので以下に簡単に説明する。スイッチＩＧＢＴ１がターンオンされたとき、電流はインダクタＬ２を介して負電圧バスに流れ、従ってインダクタＬ２にエネルギが蓄えられる。スイッチＩＧＢＴ１が次にターンオフしたとき、電源はインダクタＬ２からＤＣリンクへのダイオードＤ１および１４μＨの可飽和リアクタＬ１を介して戻される。戻されたエネルギ量と対して蓄積されたエネルギ量は上述した式に従ってデューティサイクルを制御することにより制御される。ブースト回路１０２を適切に操作するためにインダクタＬ２は一定電流をもたねばならず、それゆえインダクタＬ２はデューティサイクルのレンジに渡って一定電流をもつために十分大きなインダクタをもつよう選択されるべきである。一実施例において、インダクタＬ２は３ｍＨのインダクタを使用している。ブースト回路１０２の残りの素子は０．００３３μＦのコンデンサＣ１、ダイオードＤ３、１Ωの抵抗器Ｒ３、５０Ωの抵抗器Ｒ６、ダイオードＤ８、５０Ωの抵抗器Ｒ７および０．１μＦのコンデンサＣ８を含む。これらは主としてスナッバであり、スイッチＩＧＢＴ１がターンオンしたときダイオードの回復を補助するものである。

【００３７】

ブースト回路１０２はスイッチＩＧＢＴ１のデューティサイクルを制御するＩＧＢＴドライバ３０１を有する。ＩＧＢＴドライバ３０１は出力電圧と入力電流を示すフィードバック信号を受け、この情報を用いて所望の出力電圧を発生するのために十分なデューティサイクルでスイッチＩＧＢＴ１を駆動する。

【００３８】

一実施例において、ブースト回路１０２は図１に示すシャントＳ１を有する。シャントＳ１はフィードバック信号、すなわち正と負のバスに流れる電流を供給する。好適実施例において１つのユニトロード（Unitrode）力率修正チップがブースト回路１０２を実行するために使用され、１入力として平均電流の流れを要求する。この情報とＤＣリンク電圧に応答して、ＩＧＢＴドライバ３０１はスイッチＩＧＢＴ１をターンオンターンオフする。

当業者なら容易に認識するように、他の回路や回路素子によってもブースト回路１０２の機能を実行できる。

【００３９】

上述したように、ブースト回路１０２の出力は、コンデンサＣ３とＣ７（図１参照）に供給され、ＤＣリンク電圧を供給する。一実施例において、スイッチＩＧＢＴ１のスイッチングにより測定されるように、ＤＣリンク電圧は８００ボルトである。好適実施例において、ここに記したコンポーネントの値を用いると、ＤＣリンクの電圧の動的調節は全負荷から無負荷まで８０ボルトである。静的調節は約＋／－２０ボルトのリップルに対し約＋／－２ボルトである。

【００４０】

図４は図１のパルス巾変調器の詳細電気回路図である。ＤＣリンク電圧はパルス巾変調器（ＰＷＭ）１０３に供給される。ＰＷＭ１０３は変調器で標準パルスを発生し、他のＰＷＭのように入力の大きさに等しい大きさを有する略方形波の出力を供給する。それゆえＰＷＭ１０３の出力は０を中心としてピークトゥピークが８００ボルトの約＋４００ボルトから－４００ボルトの範囲にある。

【００４１】

ＰＷＭ１０３は一対のスイッチＱ３とＱ４（好ましくはＩＧＢＴ）およびパルス巾ドライバ４０１を含む。パルス巾ドライバ４０１は変流器Ｔ１およびＴ２からフィードバックを受け、コントローラ１０４から制御入力を受ける。これらの入力に応答して、パルス巾ドライバ４０１はスイッチＱ３とＱ４にゲート信号を供給し、それにより入力信号を変調する。コンデンサＣ２（４μＦ）とコンデンサＣ９（４μＦ）がＤＣリンクと出力変圧器Ｔ３との間に供給される。コンデンサＣ５（０．００２２μＦ）、抵抗器Ｒ１１（５０ＫΩ）および抵抗器Ｒ９（５０ＫΩ）はスナッバ回路である。当業者なら容易に認識するように、他の回路や回路素子によってもＰＷＭ１０３の機能を実行できる。

【００４２】

ＰＷＭ１０３の出力は変圧器Ｔ３に供給され、変圧器Ｔ３の電流はＰＷＭ１０３のパルス巾変調器により測定される。上述したように、変圧器Ｔ３の出力はダイオードＤ１２とＤ１３により整流され、インダクタＬ４により平滑される。ＤＣ出力電流はかなり平らであり、全負荷（３００アンペア）時のリップルはピークトゥピークで約１２アンペアである。全負荷時においてＰＷＭ１０３の各スイッチＱ３とＱ４のデューティサイクルは約２０～３５％（全デューティサイクルは４０～７０％）である。

【００４３】

他の実施例において、ＰＷＭ１０３の出力はＰＷＭ１０３の出力の周波数以下の周波数でＡＣ出力信号を供給する同期整流器（サイクロコンバータ）のような他の出力整流器により整流できる。溶接用電流を供給するインバータを含む他の出力回路もまた使用できる。

【００４４】

再び図１を参照する。コントローラ１０４は変流器Ｔ４とＴ５に接続され、フィードバック情報を供給する。コントローラ１０４は補助電源コントローラ１０５から電力を受け、その出力の１つとしてＰＷＭドライバ用のドライバ制御信号を供給する。コントローラ１０４はまた入力整流器１０１からの出力電圧をモニタする過電圧保護検出器手段を有する。入力整流器１０１からの出力電圧が危険な程高いとき、コントローラ１０４はコンタクタ１１５を開き、回路コンポーネントを保護する。一実施例において、ＤＣ９３０ボルトが危険な高電圧と見なすカットオフ点である。

【００４５】

上述したことから判るように、溶接用電源１００は入力電圧を受け、溶接用出力を供給する。入力電圧の大きさに無関係に、ブースト回路１０２は入力電圧を所望の電圧レベル（例えば８００ボルト）にブーストする。次にＰＷＭ１０３はその信号を変調し、８００ボルトにおける電源の適切なレベルを変圧器Ｔ３に供給する。

【００４６】

上記装置は如何なる入力電圧に対しても満足されるものであるが、適切なレベルで制御電

圧を供給する何らかの機構がなければならない。後述するように、補助電源コントローラ１０５はこの機能を遂行し、その実施例を図５に概略的に示す。

【００４７】

図５は本発明の補助電源コントローラの電気回路図の一方の半分を示す図であり、図６は他方の半分を示す図である。以下図５と図６を相互に参照して本発明の補助電源コントローラを説明する。図６を参照すると、複数のコネクタＪ１、Ｊ２、Ｊ３およびＪ４が示されている。ＤＣ１８Ｖ制御電圧の出力がブースト回路１０２（図１に示す）に対してコネクタＪ１に供給される。以下に詳述するように、ＤＣ１８Ｖの制御信号は入力電圧の大きさに無関係に供給される。コネクタＪ２は内部で使用するため補助電源コントローラ１０５に電力をフィードバックする。コネクタＪ３は入力ＡＣ電圧を変圧器Ｔ７（図１参照）の適切なタップに接続し、リモートコネクタ１１２（図１参照）に３０ボルトのＡＣ信号を供給する。同様に、４８ボルトセンタタップのＡＣ信号がコントローラ１０４に供給される。コントローラ１０４はＤＣ制御信号を発生しファン１１０に電力供給するため４８ボルトセンタタップＡＣ信号を使用する。補助電源コントローラ１０５のコネクタＪ４はユーザにより制御されるオンオフスイッチＳ４を介して入力電源ライン（図１参照）に接続される。

【００４８】

補助電源コントローラ１０５は補助電源変圧器Ｔ７の一次側タップへの接続を制御する。変圧器Ｔ７は２００ＶＡの変圧器であり、コネクタＪ２とＪ３を参照して上述したように補助電源コントローラ１０５に接続される。変圧器Ｔ７の２次側の数個のタップはコントローラ１０４に接続され、残りの２次側のタップはリモートコネクタ１１２に接続される。

【００４９】

再び図６を参照して、コネクタＪ３におけるタップは、最大電圧から図６の上から順に５７５Ｖ、４６０Ｖ、３８０Ｖ、２３０Ｖに対応する。以下に記すように、補助電源コントローラ１０５が与えられた入力電圧に対して適切なタップを選択したとき、変圧器Ｔ７はコントローラ１０４により使用される変圧器Ｔ７の２次側で４８ボルトセンタタップのＡＣ信号を供給する。

【００５０】

図６から判るように、ＡＣ入力はコネクタＪ４で受け取られ、（フューズＦ１および一対の４．７Ωの抵抗器Ｒ１８とＲ１９を介して）、出力に対し選択されたコネクタＪ３のタップを決定する直列リレーＫ２Ｂ、Ｋ１Ｂ、Ｋ３ＣおよびＫ３Ｂに供給される。５７５ボルトが存在するとき、入力リレーＫ２ＢとＫ３Ｃの接点は図の右側に閉じるべきである。それから、入力はコネクタＪ３の大部分のタップを横断して最上部および最下部のタップに接続される。これらのタップは、５７５ボルトが変圧器Ｔ７の１次側に供給されたとき、コントローラ１０４に対し設けられた変圧器Ｔ７の出力が約４８ボルトセンタタップとなるように、変圧器Ｔ７の適切なタップに接続される。

【００５１】

４６０ボルトが存在するとき、入力リレーＫ２Ｂの接点は図の左側に閉じ、Ｋ１Ｂの接点は図の右側に閉じるべきである。これによりＡＣ入力をコネクタＪ３の最上部から２番目のタップと最下部のタップに接続する。残りの電圧は同様に適合される。一対の０．１５μＦのコンデンサＣ１３とＣ１４はスナッバ用および変圧器Ｔ７の一次側が切り替えられるときのスパイクを抑制するために設けられる。

【００５２】

図５の回路の動作において、入力電圧を測定し、その電圧に対してリレーを設定する。スタートアップ時に、リレーは図６に示すようであり、５７５ボルトの入力電圧に適合する。５７５ボルトが予測される最大入力電圧なので、全てのコンポーネントは保護される。すなわち電圧が適切に選択されるかまたは入力電圧はコンポーネントの設計能力以下である。しかしながら、補助電源コントローラ１０５が５７５ボルト以下の電圧が存在すると決定したとき、リレーＫ２Ｂの状態は（図の左側に）変化し、それゆえ出力は４６０ボル

ト入力に対して適合される。
【００５３】
この処理は繰り返され、適切な入力電圧が検出されるまで次に高い電圧へ絶えずステップダウンされる。このように、コントローラ１０４におけるコンポーネントはコントローラ１０４に印加される危険な高い電圧から保護される。
【００５４】
検出用電圧は、変圧器Ｔ７の２次側タップに接続されるコネクタＪ２を介して補助電源コントローラ１０５に供給される。従って、Ｊ３で選択されたタップが正しくないとき、コネクタＪ２の電圧はあまりに低く、補助電源コントローラ１０５は次の電圧レベルにステップダウンして適切なリレーの設定を選択する。上述したようにステップダウンは適切な電圧がコネクタＪ２で検出されるまで続けられる。
【００５５】
コネクタＪ２からの入力は、ダイオードＣＲ１、ＣＲ２、ＣＲ３およびＣＲ４からなる整流器に供給される。これらのダイオードはＡＣ信号を整流し、その整流信号は一対の２２０μＦの平滑コンデンサＣ１とＣ２に供給される。整流器の電圧はコネクタＪ３の適切なタップが選択されたとき＋／－１８Ｖである。間違ったタップが選択されたときは＋／－１８Ｖ未満となるが、名目上＋／－１８Ｖとして参照される。名目上＋／－１８Ｖの供給が、コネクタＪ３の適切なタップが選択されたか否かを決定するために使用される３０ボルトの定電圧ダイオードＣＲ７を含む補助電源コントローラ１０５の回路中の他の位置で行われる。
【００５６】
補助電源コントローラ１０５は５７５ボルトが次のコンポーネント、すなわち定電圧ダイオードＣＲ７、１０μＦのコンデンサＣ９、リレーＫ２の巻線Ｋ２Ａ用のダーリントンドライバとして構成される一対のゲートＵ２ＢとＵ２Ｃ、１０ＫΩの抵抗器ＲＮ２Ｂ、８２０Ωの抵抗器Ｒ９およびダイオード Ｕ３Ｂを用いた入力に存在するか否かを決定する。ゲートＵ２ＢとＵ２Ｃはまた検出デバイスとして使用され、ゲートＵ２Ｂのピン１の入力（ピン１）で約４ボルト（基準電圧に対する）の閾値をもつ。
【００５７】
最初、ゲートＵ２Ｂは低い出力を有し、名目上の－１８Ｖと参照される。ゲートＵ２Ｂは入力が基準電圧（グラウンドに対して名目上－１８Ｖ）より少なくとも４Ｖ大である限り状態を切り替えない。動作上、名目上の＋１８ＶはダイオードＣＲ７に印加され、－１８Ｖ信号は１０μＦのコンデンサＣ９に印加される。３０Ｖのツェナードロップの結果として、ゲートＵ２Ｂへの入力は適切なタップが選択されたとき－１２Ｖ（グラウンドに対して）である。入力に５７５Ｖが存在するとき、演算増幅器（以下ＯＰアンプと呼ぶ）Ｕ２Ｂへの入力で基準電圧（－１８Ｖ）に対して６Ｖあり、ゲートＵ２Ｂの出力状態は低いままとなる。Ｕ２Ｂの出力電圧が低い限り、電流はリレーＫ２の巻線に流れず、リレーＫ２Ｂは図６に示す状態のままとなる。
【００５８】
しかしながら、入力に４６０Ｖのみが存在し、かつリレーが（スタートアップ時同様に）図６に示されるような状態のとき、そのとき名目上＋／－１８Ｖの電圧は実際上＋／－１４．４Ｖである。従って、２８．８Ｖが定電圧ダイオード（ツェナーダイオード）ＣＲ７およびコンデンサＣ９に横断して印加される。３０Ｖのツェナー電圧降下が与えられると、－１４．４ＶがゲートＵ２Ｂの入力に加えられる。何故ならば、これはゲートＵ２Ｂ用の基準電圧であり、その閾値が横断され、ゲートＵ２Ｂの出力が状態を変化させる。電流は次にリレーＫ２の巻線に流れリレーＫ２Ｂは状態を変え、４６０Ｖ用のＪ３のタップを構成する。入力に４６０Ｖより低い電圧が存在するとき、同様な結果が生じる。
【００５９】
３８０Ｖまであるいは２３０Ｖまで検出しステップダウンすることが、類似のコンポーネントを用いて同様に発生する。図５と図６を参照すると、３８０Ｖを検出しステップダウンする回路は、１００Ωの抵抗器Ｒ１７、一対の１０ＫΩ抵抗器ＲＮ２Ｃ、ＲＮ２Ｄおよ

び８２０Ω抵抗器Ｒ８、ダイオードＵ３Ｃ、１０μＦのコンデンサＣ６、一対のゲートＵ２ＤとＵ２Ｅ、およびリレーＫ１の巻線Ｋ１Ａを有する。リレーＫ２Ｃは４６０Ｖへのステップダウンが発生する前にリレーＫ１が状態を変化することを防止するために設けられる。４６０Ｖへのステップダウンについて上記したように、４６０Ｖ未満の電圧が入力に印加されたとき、電流はリレーＫ１の巻線Ｋ１Ａに供給される。これはリレーＫ１Ｂの接点を図６の左側の位置に閉じるように移動させ、３８０Ｖ入力に対応するＪ３のタップを接続する。

【００６０】

２３０Ｖへステップダウンするに伴われる回路は、１００Ωの抵抗器Ｒ１６、一対の１０ＫΩ抵抗器ＲＮ１Ａ、ＲＮ１Ｂおよび８２０Ω抵抗器Ｒ１１、ダイオードＵ３Ｅ、一対のゲートＵ２ＦとＵ２Ｇ、およびリレーＫ３の巻線Ｋ３Ａ、リレーＫ１Ｃ、ダイオードＣＲ５および定電圧ダイオードＣＲ４を有する。リレーＫ１Ｃは３８０Ｖへのステップダウンが発生する前に、リレーＫ３が状態を変化することを防止するために設けられる。２３０Ｖへのステップダウンは、前述した３８０Ｖや４６０Ｖへのステップダウンと同様に動作する。３８０ＶがコネクタＪ４の入力に印加されたとき、ゲートＵ２ＦとＵ２Ｇは電流をリレーＫ３の巻線３Ａを介して流す。これはリレーＫ３Ｂの接点を図６の左側に閉じるように移動させ、２３０Ｖ用のＪ３のタップをＡＣ入力に接続する。

【００６１】

従って、上記から判るように、補助電源コントローラ１０５の回路はＡＣ入力電圧を検出し、補助電源変圧器Ｔ７の適切なタップをＡＣ入力電圧に接続する。上記説明から判るように、これはスタートアップ時に最も高くなると予測される電圧を仮定することによりコンポーネントを保護する方法で達成される。電圧が最も高いと予測した電圧より低いとき、次に高い電圧が仮定される。この処理は実際の電圧が得られるまで繰り返される。

【００６２】

ＡＣ入力が２３０Ｖであるとき、スタートアップ時は名目＋／－１８Ｖの信号からリレーをドライブするために十分な電力はない。何故ならば、コネクタＪ３の５７５Ｖに対応するタップはスタートアップ時に選択されるからである。これを補償するため、コネクタＪ２に供給される電圧をブーストする回路が設けられる。この回路は１ｍＨのインダクタＬ１、スイッチＱ４、タイマＵ１、スイッチＱ２、スイッチＱ１およびスイッチＴＲＩＰ１２０を含む。さらに、２２Ωシャント抵抗器Ｒ１３、１ＫΩ抵抗器Ｒ５、１０ＫΩ抵抗器Ｒ１２、１０ＫΩ抵抗器Ｒ１４、２．２ＫΩ抵抗器Ｒ４、１ＫΩ抵抗器Ｒ６、１ＫΩ抵抗器Ｒ２、２０ＫΩ抵抗器Ｒ３、２２０Ω抵抗器Ｒ７、１０ＫΩ抵抗器ＲＮ１Ｄ、４．７ＫΩ抵抗器Ｒ１０、４７０ｐＦコンデンサＣ４、０．０１μＦコンデンサＣ３、０．１μＦコンデンサＣ５、２２０μＦコンデンサＣ１１、２２０μＦコンデンサＣ１２、ダイオードＣＲ１２、ダイオードＣＲ８、、定電圧ダイオードＣＲ１０、ダイオードＣＲ５および定電圧ダイオードＣＲ１１を有する。

【００６３】

ブースト電源回路は典型的なブースト回路として動作する。ブーストはインダクタＬ１とスイッチＱ４により提供される。スイッチＱ４がオンである間、電流はインダクタＬ１、シャント抵抗器Ｒ１３およびスイッチＱ４を介して負の電圧供給へ流れる。この間、エネルギはインダクタＬ１に蓄えられる。スイッチＱ４がオフの時、インダクタＬ１に蓄えられたエネルギはダイオードＣＲ１２を介して正の電圧供給（＋Ｂ）へ戻される。スイッチＱ４のターンオンターンオフのタイミングを適切にとることにより、所望の電圧が得られる。タイマチップＵ１はオンオフゲート信号をスイッチＱ４に供給するために使用され、ＬＭ５５５タイマも同様な目的のために使用される。抵抗器Ｒ１３の電圧が十分に高いとき、それはＵ１の入力をトリップし、逆にタイマＵ１の出力によりスイッチＱ４をターンオフさせる。

【００６４】

最初にスイッチＱ４はオンの位置に在り、電流は増大し、抵抗器Ｒ１２を介してタイマＵ１の閾値をトリップするため、抵抗器Ｒ１３の電圧は最後に十分に高い点に到達する。そ

れゆえ、スイッチＱ４は十分なエネルギを蓄えるために十分な時間ＯＮのままとなり、それがターンオフされるとき、名目上＋／－１８Ｖをリレーをドライブするのに十分なレベルに上げる。

【００６５】

コネクタＪ３のタップが、名目上の電圧＋／－１８Ｖ信号は実際＋／－１８Ｖであるとされるようなとき、スイッチＱ２とＱ１はタイマＵ１を作動可能または不可能にする。スイッチＱ２がターンオフしたとき、タイマＵ１はＶＣＣ入力を介して作動不能にされる。また、スイッチＴＩＰ１２０は線型のレギュレータである。名目上の＋１８Ｖの電圧供給がリレーをドライブするために不十分のとき、スイッチＴＩＰ１２０はリレーをドライブするためブースト電源を供給する。名目上の＋１８Ｖがリレーをドライブするのに十分なとき、スイッチＱ２、タイマＵ１およびスイッチＱ４はターンオフされる。＋１８Ｖの電圧供給はＬ１およびＣＲ１２を介してレギュレータであるスイッチＴＩＰ１２０に結合され、＋Ｂブースト供給は次に十分高い＋１８Ｖの供給により直接送られる。レギュレータＴＩＰ１２０はリレー供給を－１８Ｖ供給に対して２４Ｖで調節する。

【００６６】

上記回路に加えて、過電圧の場合に保護するために設けられた回路がある。この回路はスイッチＱ５、ゲートＵ２Ａ、１００Ω抵抗器Ｒ１５、１０ＫΩ抵抗器ＲＮ３Ａ、１０ＫΩ抵抗器ＲＮ３Ｂ、１０ＫΩ抵抗器ＲＮ３Ｃ、１０μＦコンデンサＣ１０、ダイオードＣＲ１４とＵ３Ｈ、および１０Ｖ定電圧ダイオードＣＲ１３を有する。過電圧はコネクタＪ３で選択されたタップがＡＣ入力電圧より低い電圧に相当するとき発生する。これは誤ったタップが選択されたときまたは一時的に高い電圧がＡＣ入力に印加されたときに発生する。

【００６７】

過電圧が発生した場合、ダイオードＣＲ１３とＣＲ７に共通なノードにおける電圧が名目上の－１８Ｖ信号に対し１４Ｖより大きい値まで上昇したときに発生する。これはダイオードＣＲ１３の低い側の電圧を名目上の－１８Ｖの電圧信号に対して４Ｖより高くし、Ｕ２Ａの入力が入力の低い状態から入力の高い状態に変化する。Ｕ２Ａの入力がローレベルからハイレベルに変化するとき、出力は出力の高い状態から出力の低い状態に変化する。Ｕ２Ａの低い状態の出力はリレー供給電圧をダイオードＵ３ＨとＣＲ１４を介して実際上０にする。これは予期される最も高い電圧（５７５Ｖ）に適応する図２で示した状態にリレーを戻させる。このとき、コネクタＪ４で受けた入力電圧に一致するように正しいタップが選択されるまで前述した５７５Ｖのタップから、４６０Ｖ、３８０Ｖそして２３０Ｖのタップへステップダウンするタップ選択処理が再び始まる。従って、コントローラ１０４のコンポーネントは保護される。

【００６８】

以上説明してきた教えに鑑みて本発明の修正や変形は可能である。それゆえ、本発明の請求項に記載した範囲内で以上説明してきた実施例以外の他の実施を行うことが可能であることは言うまでもない。

【００６９】

【発明の効果】

本発明によれば、手動または自動でリンクを設けず、大容量の変圧器を必要とせず、所定範囲内の入力電圧を受け、インバータを用いた溶接用電源を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図１】本発明の好適実施例のブロック図である。

【図２】図１の入力整流器の詳細電気回路図である。

【図３】図１のブースト回路の詳細電気回路図である。

【図４】図１のパルス巾変調器の詳細電気回路図である。

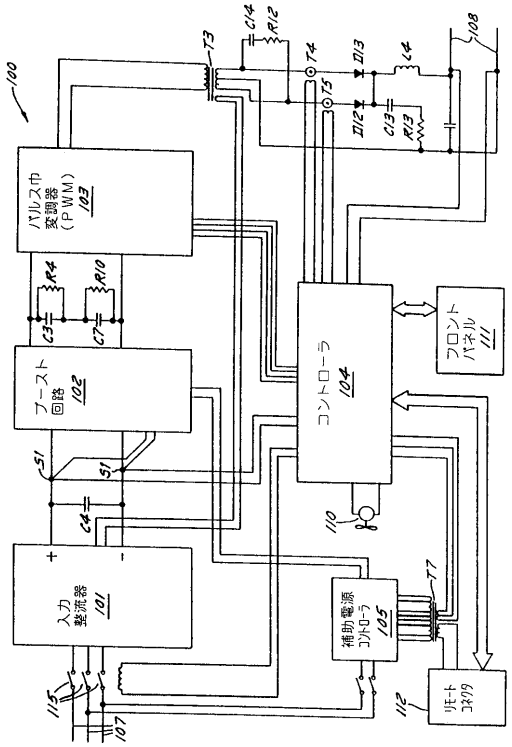
【図５】本発明の補助電源コントローラの電気回路図の一方の半分を示す図である。

【図６】本発明の補助電源コントローラの電気回路図の他方の半分を示す図である。

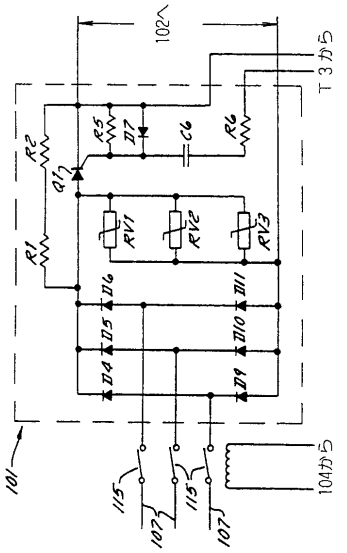
【符号の説明】

１００…溶接用電源
１０１…入力整流器
１０２…ブースト回路
１０３…パルス巾変調器
１０４…コントローラ
１０５…補助電源コントローラ
１０７…入力ライン
１０８…出力端子
１１０…冷却ファン
１１１…フロントパネル
１１２…リモートコネクタ
１１５…コンタクタ
３０１…ＩＧＢＴドライバ
４０１…パルス巾ドライバ

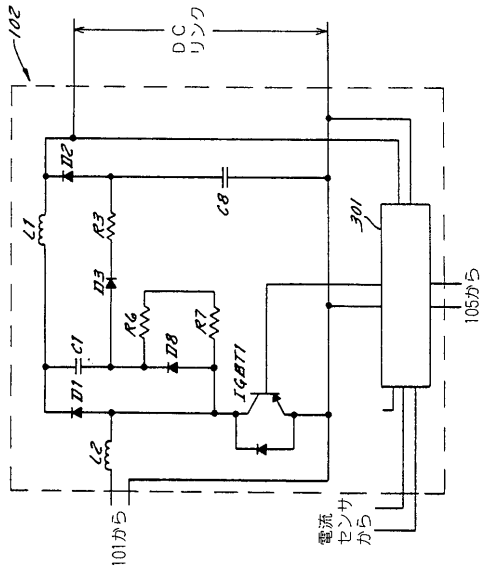
【図１】



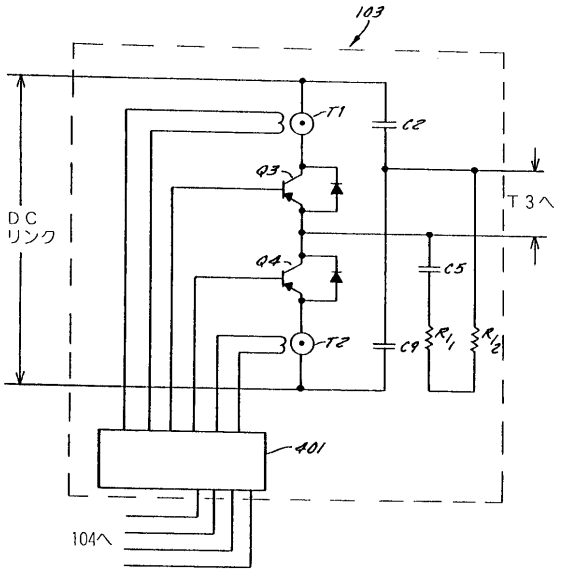
【図２】



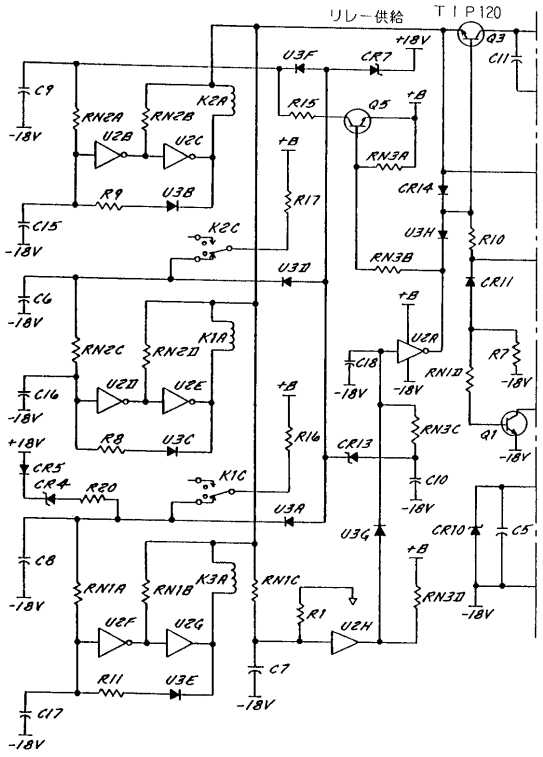
【図３】


102
DC
リンク
D2
C8
L1
R3
D3
301
R6
R7
D8
C1
D1
IGBT1
L2
105から
101から
電流
センサ
から

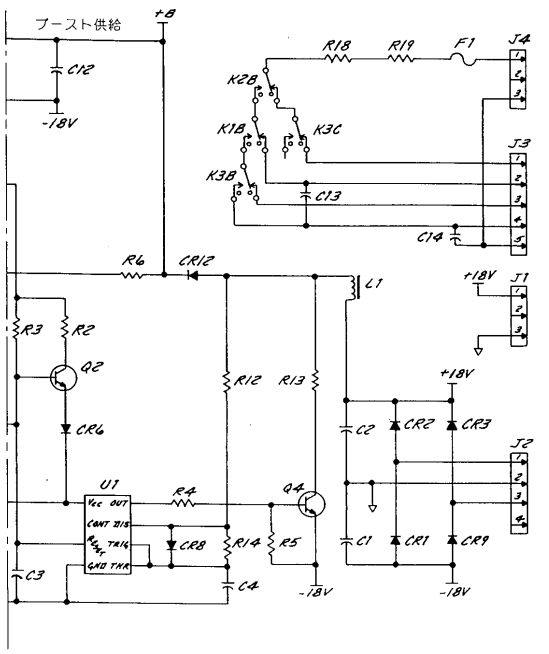
【図４】


103
T1
C2
Q3
T3へ
DC
リンク
Q4
C5
T2
C9
R1
R2
401
104へ

【図５】


リレー供給
TIP120
Q3
+18V
U3F
CR7
C11
C9
-18V
RN2A
RN2B
K2A
R15
Q5
+B
U2B
U2C
RN3A
R9
U3B
R17
CR14
C15
K2C
U3H
R10
U3D
RN3B
CR11
C6
RN2C
RN2D
K1A
U2A
C18
R7
C16
U2D
U2E
RN1D
R8
U3C
R16
CR13
RN3C
Q1
CR5
CR4
R20
K1C
C10
U3A
U3G
CR10
C5
C8
RN1A
RN1B
K3A
RN1C
R1
RN3D
U2F
U2G
U2H
R11
U3E
C7
C17

【図６】


ブースト供給
+B
C12
-18V
R18
R19
F1
J4
K2B
K1B
K3C
J3
K3B
C13
C14
R6
CR12
L1
+18V
J1
R3
R2
Q2
R12
R13
CR6
C2
CR2
CR3
J2
U1
R4
Q4
CR8
R14
R5
C1
CR1
CR9
C3
C4

フロントページの続き

(72)発明者　ジェームズ　エム．トーマス
アメリカ合衆国，カリフォルニア　９２０２９，エスコンディド，ロマス　セレナス　ドライブ　３４０５

合議体
審判長　高木　進
審判官　丸山　英行
審判官　本庄　亮太郎

(56)参考文献　特公平３－７１２１８（ＪＰ，Ｂ２）
特開平５－１１１７６６（ＪＰ，Ａ）
特開昭６２－１０７８６８（ＪＰ，Ａ）
特公昭６３－４５９１３（ＪＰ，Ｂ２）
特開平６－１１３５５５（ＪＰ，Ａ）
特開平５－２００５４５（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
H02M 7/00