

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直流電力を充放電する二次電池、及び前記二次電池と、電力送電電源の系統母線との間に接続され、スイッチング素子として、制御電極による制御によってユニポーラ半導体素子として動作させるかバイポーラ半導体素子として動作させるかが選択される複合機能を有する複合機能半導体素子を備え、前記系統母線から入力される交流を直流に変換して前記二次電池に出力し、前記二次電池から出力される直流を交流に変換して前記系統母線に出力する電力変換装置であるコンバータを有する瞬時大電力供給装置。

【請求項 2】

直流電力を充放電する二次電池、及び前記二次電池と、電力送電電源の系統母線との間に接続され、スイッチング素子として、制御電極による制御によってユニポーラ半導体素子として動作させるかバイポーラ半導体素子として動作させるかが選択される複合機能を有し、通常時にはユニポーラ半導体素子として動作し、瞬時大電力を必要とするときはバイポーラ半導体素子として動作するワイドギャップ複合機能半導体素子を備え、前記系統母線から入力される交流を直流に変換して前記二次電池に出力し、前記二次電池から出力される直流を交流に変換して前記系統母線に出力する電力変換装置であるコンバータを有する瞬時大電力供給装置。

【請求項 3】

直流電力を充放電する二次電池、前記二次電池に接続され、前記二次電池の充電電圧を降圧し、前記二次電池の放電電圧を昇圧する双方向のチョッパ回路、前記チョッパ回路と電力送電電源の系統母線との間に接続され、スイッチング素子として、制御電極による制御によってユニポーラ半導体素子として動作させるかバイポーラ半導体素子として動作させるかが選択される複合機能を有するワイドギャップ複合機能半導体素子を備え、前記系統母線から入力される交流を直流に変換してチョッパ回路に出力し、前記チョッパ回路から入力される直流を交流に変換して前記系統母線へ出力する電力変換装置であるコンバータ、前記系統母線の電圧を検出し、検出した電圧に基づいて電力の需給状態を検出する検出装置、及び前記検出装置の検出出力に基づいて、前記系統母線に接続された負荷と電力送電電源との電力の需給が均衡しているとき、前記二次電池を充電し、需要が供給を上回ったとき、前記二次電池を放電して電力を系統母線へ供給するよう前記コンバータを制御する制御回路を有する瞬時大電力供給装置。

【請求項 4】

直流電力を充放電する二次電池、前記二次電池に接続され、前記二次電池の充電電圧を降圧し、前記二次電池の放電電圧を昇圧する双方向のチョッパ回路、前記チョッパ回路と電力送電電源の系統母線との間に接続され、スイッチング素子として、制御電極による制御によって、ユニポーラ半導体素子として動作させるかバイポーラ半導体素子として動作させるかが選択される複合機能を有するワイドギャップ複合機能半導体素子を備え、前記系統母線から入力される交流を直流に変換してチョッパ回路に出力し、前記チョッパ回路から入力される直流を交流に変換して前記系統母線へ出力する電力変換装置であるコンバータ、前記系統母線の電圧及び電流を検出し、検出した電圧及び電流に基づいて電力の需給状態を検出する検出装置、及び前記検出装置の検出出力に基づいて、前記系統母線に接続された負荷と電力送電電源との電力の需給が均衡しているとき、前記二次電池を充電し、需要が供給を上回ったとき、前記二次電池を放電して電力を系統母線へ供給するよう前記コンバータを制御する制御回路を有する瞬時大電力供給装置。

10

20

30

40

50

【請求項 5】

前記系統母線の電圧が雷事故などの発生により短時間大幅に低下する瞬時電圧低下時には、前記二次電池から、前記二次電池の定格放電電力の2倍から1.2倍の放電電力を出力させ、

前記コンバータが、コンバータの定格制御電力の2倍から1.2倍に相当する前記二次電池の放電電力を交流に変換して所定の無効電力と定格電力の2倍から1.2倍の有効電力を系統母線に出力するように、前記制御回路により制御されることを特徴とする請求項3又は4に記載の瞬時大電力供給装置。

【請求項 6】

前記系統母線の電圧が雷事故などの発生により短時間大幅に低下する瞬時電圧低下時には、前記二次電池から、前記二次電池の定格放電電力の2倍から1.2倍の放電電力を出力させ、

前記コンバータが、コンバータの定格制御電力の2倍から1.2倍に相当する前記二次電池の放電電力を交流に変換して所定の無効電力と定格電力の2倍より小さい有効電力を系統母線に出力するように、前記制御回路により制御されることを特徴とする請求項3又は4に記載の瞬時大電力供給装置。

【請求項 7】

前記系統母線とコンバータとの間に連系リアクトルを設けたことを特徴とする請求項1から6のいずれかに記載の瞬時大電力供給装置。

【請求項 8】

前記二次電池が、レドックスフロー電池及びナトリウム硫黄電池のいずれかであることを特徴とする請求項1、2、3又は4に記載の瞬時大電力供給装置。

【請求項 9】

前記ワイドギャップ複合機能半導体素子が、シリコンカーバイド(SiC)を母材とする電荷注入型接合電界効果トランジスタ(CIJFET)であることを特徴とする請求項1、2、3又は4に記載の瞬時大電力供給装置。

【請求項 10】

前記ワイドギャップ複合機能半導体素子が、窒化ガリウムを母材とする半導体素子であることを特徴とする請求項1、2、3又は4に記載の瞬時大電力供給装置。

【請求項 11】

前記ワイドギャップ複合機能半導体素子が、SiCのCIJFETの少なくとも1つのチップ又は複数のチップを並列に接続して形成されていることを特徴とする請求項1、2、3又は4に記載の瞬時大電力供給装置。

【請求項 12】

前記ワイドギャップ複合機能半導体素子が、SiCのCIMOSFETの少なくとも1つのチップ又は複数のチップを並列に接続して形成されていることを特徴とする請求項1、2、3又は4に記載の瞬時大電力供給装置。

【請求項 13】

直流電力を充放電する二次電池、

前記二次電池に接続され、前記二次電池の充電電圧を降圧し、前記二次電池の放電電圧を昇圧する双方向のチョッパ回路、

前記チョッパ回路と電力送電電源の系統母線との間に接続され、スイッチング素子として、制御電極による制御によってユニポーラ半導体素子として動作させるかバイポーラ半導体素子として動作させるかが選択される複合機能を有するワイドギャップ複合機能半導体素子を備え、前記系統母線から入力される交流を直流に変換してチョッパ回路に出力し、前記チョッパ回路から入力される直流を交流に変換して前記系統母線へ出力する電力変換装置であるコンバータ、

前記系統母線の周波数を検出し、検出した周波数に基づいて電力の需給状態を検出する検出装置、及び

前記検出装置の検出出力に基づいて、前記系統母線に接続された負荷と電力送電電源との

10

20

30

40

50

電力の需給が均衡しているとき、前記二次電池を充電し、需要が供給を上回ったとき、前記二次電池を放電して電力を系統母線へ供給するよう前記コンバータを制御する制御回路を有する瞬時大電力供給装置。

【請求項 14】

直流電力を充放電する二次電池、及び

前記二次電池と、電力送電電源の系統母線に接続された負荷との間に接続され、スイッチング素子として、制御電極による制御によってユニポーラ半導体素子として動作させるかバイポーラ半導体素子として動作させるかが選択される複合機能を有するワイドギャップ複合機能半導体素子を備え、前記系統母線から入力される交流を直流に変換して前記二次電池に出力し、前記二次電池から出力される直流を交流に変換して前記負荷に出力する電力変換装置であるコンバータ

10

を有する瞬時大電力供給装置。

【請求項 15】

前記系統母線に接続された負荷に供給される電力の電圧及び電流を検出し、検出した電圧及び電流に基づいて前記負荷の電力の需給状態を検出する検出装置、及び

前記検出装置の検出出力に基づいて、前記負荷と電力送電電源との電力の需給が均衡しているとき、前記二次電池を充電し、需要が供給を上回ったとき、前記二次電池を放電して電力を系統母線へ供給するよう前記コンバータを制御する制御回路

を有する請求項 14 に記載の瞬時大電力供給装置。

【請求項 16】

20

直流電力を供給する直流電源、及び

前記直流電源と負荷との間に接続され、スイッチング素子として、制御電極による制御によってユニポーラ半導体素子として動作させるかバイポーラ半導体素子として動作させるかが選択される複合機能を有し、通常時はユニポーラ半導体素子として動作し、瞬時大電力を必要とするときはバイポーラ半導体素子として動作する複合機能半導体素子を有し、前記直流電源から入力される直流電力を交流電力に変換して前記負荷に出力する電力変換装置

を備える瞬時大電力供給装置。

【請求項 17】

前記直流電源が、電力系統の交流を直流に変換する整流装置と、前記整流装置の直流の正負出力端間に接続されたコンデンサを有することを特徴とする請求項 16 に記載の瞬時大電力供給装置。

30

【請求項 18】

前記直流電源が二次電池又は燃料電池であることを特徴とする請求項 16 に記載の瞬時大電力供給装置。

【請求項 19】

前記複合機能半導体素子が、シリコンカーバイド (SiC) を母材とする、電荷注入型接合電界効果トランジスタ (CIJFET) 又は電荷注入型 MOS 電界効果トランジスタ (CIMOSFET) のいずれか一方であることを特徴とする請求項 16 に記載の瞬時大電力供給装置。

40

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、短時間であれば、定格を超える大電力が供給可能な瞬時大電力供給装置に関する。

【0002】

【従来技術】

近年、パーソナルコンピュータや精密モータを搭載した精密電子機器などのように、電源電圧の変動に敏感なエレクトロニクス機器が多用されてきている。このため、電源電圧が数秒以下の短時間大幅に低下する現象である瞬時電圧低下 (以下、「瞬低」と略記する)

50

に対する対策の要求が高まってきている。瞬時電圧低下対策の装置としては電圧の低下時のみに短時間大電力を供給できる電力安定供給装置があり、これの需要が増大しつつある。また従来から用いられている負荷平準化装置、ピークカット装置、周波数変動抑制装置、電圧安定化装置、フリッカー対策装置などの各種の電力安定供給装置に対しても、瞬時電圧低下対策のために短時間ではあるが大電力を供給する能力（以下、「瞬時大電力供給能力」という）を付加することが求められている。さらに、電熱装置や、多数の大型電球を用いた照明装置などでも瞬時大電力供給能力が要求される。すなわち電熱装置や照明装置の運転開始時にはコイルヒータの温度が低いので、定常運転動作時に比べて抵抗が低い。そのため大電流が流れその電力変換装置には瞬時大電力供給能力が要求される。

【0003】

また金属熱処理用の誘導加熱装置などでは金属部品などを高精度の温度制御の下で迅速に熱処理するために、運転開始時に低温状態にある加熱炉を急速に所定の高い温度にしたり急速に所定の低い温度にすることが必要となる。このため定常運転状態で高温を維持する場合に比べて、運転開始時には大きな電力が必要となる。このような短時間ではあるが大電力を供給する必要がある場合の電力を「瞬時大電力」といい、瞬時大電力を供給するための装置を「瞬時大電力供給装置」という。モータなども運転開始時には静止状態から回転を始めるため大電力を必要とし、モータ用の電力変換装置には瞬時大電力供給能力が要求される。電気自動車などでは、発進時やタイヤがぬかるみに入り込んだ際に脱出する場合などには、短時間ではあるが通常の走行時よりも大きな電力でモータを駆動する必要がある。このように瞬時大電力を必要とする負荷装置は多種多様である。以下に、従来の瞬時大電力供給装置である電力安定供給装置を例に挙げ従来の技術について説明する。上記負荷平準化装置、ピークカット装置などの電力安定供給装置、電熱装置、照明装置、モータ装置などの負荷が定常状態で動作している時を以下「通常時」という。

【0004】

図10は二次電池108としてレドックスフロー電池を用いた従来の電力安定供給装置101を有する電力供給システムのブロック図である。図において、変電所130の電力系統100に変圧器120を介して系統母線102が連結されている。電力安定供給装置101はこの系統母線102に開閉器103を介して連系されている。系統母線102には、例えば重要負荷104及び105がそれぞれの開閉器114、115を経て接続されている。重要負荷104、105は、例えば半導体製造工場、精密機械加工工場など、特に安定な電力供給が必要な大口需要家の重要な設備である。系統母線102には開閉器109、111を介して一般負荷110も接続されている。電力安定供給装置101は、主に連系リアクトルを兼ねる変圧器106、交流電力を直流電力に変換し、又はその逆の変換をするコンバータ107及び大容量の二次電池108（レドックスフロー電池）を備えている。この電力安定供給装置101は、通常時はピークカット装置や負荷平準化装置として機能するが、雷事故の発生などによる瞬低時には重要負荷104、105の稼働停止などを防止するための瞬時電圧低下防止対策装置としても働く。

【0005】

以下、電力安定供給装置101の機能を詳細に説明する。変電所130と、重要負荷104、105及び一般負荷110とを結ぶ電力供給システムの電力の需給が均衡を保っている状態である「通常時」には、系統母線102から開閉器103及び変圧器106を経て交流電力が電力安定供給装置101に供給される。交流電力はコンバータ107で直流電力に変換されて二次電池108に蓄電される。重要負荷104又は105の消費電力が大幅に増加して、一時的に負荷104、105に供給される電力が変電所130の容量を超過する場合には、電圧検出器10を有する検出回路8により、その状態が検出される。検出回路8の検出出力は制御回路9に与えられる。制御回路9はコンバータ107を制御して、二次電池108の放電による直流電力をコンバータ107で交流電力に変換し、上記の超過する分の有効電力を系統母線102に供給して需給を安定化させる。変電所130から系統母線102へ供給されるべき超過分の電力を電力安定供給装置101が代りに供給して、系統母線102の供給電力のピークをカットできるのでこの機能を「ピークカット」

10

20

30

40

50

と呼んでいる。

【0006】

電力安定供給装置101の二次電池108の容量を大きくし長時間供給できる電力を蓄電できるようにすると負荷平準化装置として使用できる。すなわち、夜間の低需要時間帯に一定時間（典型的には約8時間）定電力で二次電池108に蓄電し、昼間の高需要時間帯には一定時間（典型的には約8時間）定電力で二次電池108から電力を供給する。これにより、高需要時間帯には変電所130の供給可能電力以上の電力を供給できる。この用途の電力安定供給装置は、昼と夜の電力需要の大きなギャップを平準化するので「負荷平準化装置」と呼ばれている。

【0007】

電力系統100に雷が到来して系統の電圧に瞬低が生じた場合には、電圧検出器10が瞬低を検出する。瞬低による重要負荷104、105の稼働停止などを防ぐために、直ちに瞬低前の系統電圧に復帰させる必要がある。そのために、電力安定供給装置101は、制御回路9によりコンバータ107を制御して、二次電池108から重要負荷104、105にコンバータ107及び系統母線102を経由して無効電力や有効電力を供給して電力の安定供給を維持する。二次電池108からの供給電力が不十分なときは開閉器109を開き重要度の低い一般負荷110を切り離し、少なくとも重要負荷104、105だけには所望の電力を供給して重要負荷104、105の稼働停止を防ぐようにしている。瞬低が回復すると直ちにコンバータ107は通常時の動作状態に戻り、変電所130から電力を供給する。

【0008】

従来電力安定供給装置においては、ピークカット時や負荷平準化時には、例えばそれぞれ前者では500kW、後者では2MW程度の電力を比較的長時間（例えば、前者では約1時間、後者は約8時間）供給することが必要とされる。ピークカットや負荷平準化の動作時に雷が到来して瞬低が発生した時には、低下した電圧の復帰のために比較的短時間（例えば、2秒間）ではあるが1MWから数MWの電力を追加供給する必要がある。

【0009】

【特許文献1】

特開2002-84683号公報

【特許文献2】

特開平11-32438号公報

【特許文献3】

国際公開番号WO98/43301

【特許文献4】

国際公開番号WO00/22679

【特許文献5】

特開2000-252475号公報

【0010】

【発明が解決しようとする課題】

電熱装置、電球を用いた照明装置、モータなどの起動時に瞬時大電力を必要とする負荷が接続されている配電線は通常瞬時大電力供給能力を有している。自動車用のヒータや電球、モータに電力を供給する二次電池や電気自動車用の燃料電池なども瞬時大電力供給能力を有している。また、電力安定供給に用いるレドックスフロー電池、ナトリウム硫黄電池、鉛電池などの二次電池は、数秒から数分の短時間であれば定格よりはるかに大きな電流を供給できる「瞬時大電流供給能力」を有している。すなわち数秒から数分間であれば通常時に供給できる定格電流の数倍程度の電流を供給できる。瞬時大電力を必要とするときにこの能力を活用すれば、二次電池の定格容量を瞬時大電力に相当する容量にまで増大しなくても瞬時大電力を供給できる。しかし、前記従来電力安定供給装置の電力変換装置であるコンバータ107のスイッチング素子として用いられているシリコン(Si)の半導体素子は、定格の数倍を超える電力を制御する能力を有していない。そこでコンバータ

10

20

30

40

50

107の定格電力を瞬時大電力にほぼ等しい値に設定しておく必要がある。従って通常時では定格電力の数分の1の電力で使用するようになる。

【0011】

電熱装置及び電球を用いた照明装置などの運転開始時に、コイルヒータの温度が上昇して定常状態になるまでの時間、或いはモータが起動して所定の回転状態に達するまでの時間は、全運転時間に比べると極めて短い時間である。また電力安定供給装置において、雷の到来による瞬低はそれほど頻繁に発生するものではなく、多くても年間20回程度である。また雷の影響による瞬低の持続時間は多重雷の場合でも数秒間である。まれではあるが送電線にへびや鳥などの小動物がひっかかったり、樹木が接したりして短絡や地絡が発生することがある。このような場合には数分を超える比較的長時間の「瞬時停電」が起こることもある。しかしこのように短時間の瞬低や瞬時停電時の瞬時大電力に対応するために、通常時の電力の数倍にも及ぶ電力定格を有する大型のコンバータなど電力変換装置を設けることは、瞬時大電力供給装置が大型化し設備費が高かつくばかりでなく、維持費も高かつくという問題があった。

10

【0012】

本発明は、制御電極による制御で通常時と瞬時大電力を必要とする時とで動作モードを選択的に変えられる半導体素子を用いる。これによって通常時に必要な電力に相当する電力定格を有する電力変換装置を用いながら、装置始動時や瞬低、瞬時停電の発生時には通常時の電力を大幅に超える電力を供給できる電力変換装置を有する、小型・軽量・低コストの瞬時大電力供給装置を提供することを目的とする。

20

【0013】

【課題を解決するための手段】

本発明の瞬時大電力供給装置に設けられる電力変換装置は、ゲート電圧がゲート接合のビルトイン電圧よりも低い時はユニポーラ半導体素子として機能し、高い時はバイポーラ半導体素子として機能する、ユニポーラ半導体素子の機能とバイポーラ半導体素子の機能を合わせもつ半導体素子（以下、「複合機能半導体素子」という）をスイッチング素子として用いる。電力系統が定格電力以下の電力で動作している通常時には、複合機能半導体素子をユニポーラ半導体素子として動作させる。瞬低時や瞬時大電力が必要な、各種装置（負荷）が始動する運転開始時（以下、「装置始動時」という）にはバイポーラ半導体素子として動作させる。これにより、通常時には電力変換装置が定格電力で動作し、瞬低時や装置始動時などの瞬時大電力供給時には定格電力を大幅に超える電力で動作する。大電力供給時間は短いので半導体素子が破壊されることはない。

30

本発明の瞬時大電力供給装置は、直流電力を充放電する二次電池、及び前記二次電池と、電力送電電源の系統母線との間に接続され、前記系統母線から入力される交流を直流に変換して前記二次電池に出力し、前記二次電池から出力される直流を交流に変換して前記系統母線に出力する電力変換装置として、スイッチング素子が複合機能半導体素子で構成された電力変換装置であるコンバータを有する。

【0014】

複合機能半導体素子は、定格電力以下で動作する時はユニポーラ動作をする。バイポーラ動作時には、短時間であればユニポーラ動作時の定格電力の1.5から20倍の電力を制御することができる。高性能のヒートシンクを用いた場合、数分間であれば定格電力の1.4から5倍の電力を制御できる。本発明では、コンバータのスイッチング素子に用いる複合機能半導体素子のユニポーラ動作時の定格電力を負荷が定常状態で動作している「通常時」の値に設定しておく。短時間に大電力を供給する必要がある瞬低時（雷の発生などにより電源電圧が数秒以下の短時間大幅に低下したとき）や瞬時停電時（数分を超える比較的長時間の停電が発生した時）には、通常時の定格電力を大幅に超えるバイポーラ動作時の電力で電力変換装置であるコンバータを動作させる。バイポーラ動作時にはユニポーラ動作時に比べてゲート駆動電流が大きくなり、ゲート電流による損失が大幅に増加する。しかしバイポーラ動作は短時間であるのでこれによる電力損失の増大は実用上無視できるレベルである。

40

50

【0015】

本発明の他の観点の瞬時大電力供給装置は、直流電流を充放電する二次電池、前記二次電池に接続され、二次電池の充電電圧を降圧し、二次電池の放電電圧を昇圧する双方向のチョッパ回路、及び

前記チョッパ回路と電力送電電源の系統母線との間に接続され、前記系統母線から入力される交流を直流に変換してチョッパ回路に出力し、前記チョッパ回路から入力される直流を交流に変換して前記系統母線へ出力するスイッチング素子が複合機能半導体素子で構成された電力変換装置であるコンバータを有する。

本発明の瞬時大電力供給装置では、双方向のチョッパ回路により二次電池の充電電圧を降圧し、放電電圧を昇圧するので、前記の効果に加えて、二次電池の電圧より高い電圧を有する系統母線にも瞬時大電力供給装置を適用することができる。

10

【0016】

本発明の他の観点の瞬時大電力供給装置は、直流電力を充放電する二次電池、前記二次電池に接続され、二次電池の充電電圧を降圧し、二次電池の放電電圧を昇圧する双方向のチョッパ回路、

前記チョッパ回路と電力送電電源の系統母線との間に接続され、前記系統母線から入力される交流を直流に変換してチョッパ回路に出力し、前記チョッパ回路から入力される直流を交流に変換して前記系統母線へ出力するスイッチング素子が複合機能半導体素子で構成された電力変換装置であるコンバータ、

前記系統母線の電圧を検出し、検出した電圧に基づいて電力の需給状態を検出する検出装置、及び前記検出装置の検出出力に基づいて、前記系統母線に接続された負荷と電力送電電源との電力の需給が均衡しているとき、前記二次電池を充電し、需要が供給を上回ったとき、前記二次電池を放電して電力を系統母線へ供給するよう前記コンバータを制御する制御回路を有する。

20

本発明によれば、上記の効果に加えて、系統母線の電圧を検出することにより瞬低の発生を検出して、二次電池から系統母線への電力を供給して瞬低時の系統の電圧低下を防ぐことができる。

【0017】

本発明の他の観点の瞬時大電力供給装置は、直流電力を充放電する二次電池、前記二次電池に接続され、二次電池の充電電圧を降圧し、二次電池の放電電圧を昇圧する双方向のチョッパ回路、

30

前記チョッパ回路と電力送電電源の系統母線との間に接続され、前記系統母線から入力される交流を直流に変換してチョッパ回路に出力し、前記チョッパ回路から入力される直流を交流に変換して前記系統母線へ出力するスイッチング素子が複合機能半導体素子で構成された電力変換装置であるコンバータ、

前記系統母線の電圧及び電流を検出し、検出した電圧及び電流に基づいて前記負荷の電力の需給状態を検出する検出装置、及び

前記検出装置の検出出力に基づいて、前記系統母線に接続された負荷と電力送電電源との電力の需給が均衡しているとき、前記二次電池を充電し、需要が供給を上回ったとき、前記二次電池を放電して電力を系統母線へ供給するよう前記コンバータを制御する制御回路を有する。

40

本発明によれば、上記の効果に加えて、系統母線の電圧と電流を検出することにより、系統の電力の需給状況を検出することができる。電力の需給状況を検出できるので、本発明の瞬時大電力供給装置を負荷平準化用に用いることができる。

【0018】

本発明の他の観点の瞬時大電力供給装置は、前記系統母線の電圧が雷事故などの発生により短時間大幅に低下する瞬低時には、前記二次電池から、前記二次電池の定格放電電力の2倍から1.2倍の放電電力を出力させ、前記コンバータが、コンバータの定格制御電力の2倍から1.2倍に相当する前記二次電池の放電電力を交流に変換して所定の無効電力と定格電力の2から1.2倍の有効電力を系統母線に出力するよう、前記制御回路により制御

50

されることを特徴とする。

前記系統母線の電圧の瞬低時には、前記二次電池から、前記二次電池の定格放電電力の2倍から1.2倍の放電電力を出力させ、前記コンバータが、コンバータの定格制御電力の2倍から1.2倍に相当する前記二次電池の放電電力を交流に変換して所定の無効電力と定格電力の2倍より小さい有効電力を系統母線に出力するように、前記制御回路により制御されることを特徴とする。

前記系統母線とコンバータとの間に連系リアクトルを設けたことを特徴とする。

前記二次電池が、レドックスフロー電池又はナトリウム硫黄電池であることを特徴とする。

【0019】

前記複合機能半導体素子が、シリコンカーバイド(SiC)を母材とする電荷注入型接合電界効果トランジスタ(CIJFET)であることを特徴とする。

前記複合機能半導体素子が、窒化ガリウムを母材とする半導体素子であることを特徴とする。

前記複合機能ワイドギャップバイポーラ半導体素子が、SiCのCIJFETの少なくとも1つのチップ又は複数のチップを並列に接続したもので形成されていることを特徴とする。

【0020】

前記ワイドギャップバイポーラ半導体素子が、SiCのCIMOSFETの少なくとも1つのチップ又は複数のチップを並列に接続したもので形成されていることを特徴とする。

本発明の他の観点の瞬時大電力供給装置は、直流電力を充放電する二次電池、前記二次電池に接続され、前記二次電池の充電電圧を降圧し、前記二次電池の放電電圧を昇圧する双方向のチョッパ回路、

前記チョッパ回路と電力送電電源の系統母線との間に接続され、前記系統母線から入力される交流を直流に変換してチョッパ回路に出力し、前記チョッパ回路から入力される直流を交流に変換して前記系統母線へ出力するスイッチング素子が複合機能半導体素子で構成された電力変換装置であるコンバータ、

前記系統母線の周波数を検出し、検出した周波数に基づいて、電力の需給状態を検出する検出装置、及び

前記検出装置の検出出力に基づいて、前記系統母線に接続された負荷と、電力送電電源との電力の需給が均衡しているとき、前記二次電池を充電し、需要が供給を上回ったとき、前記二次電池を放電して電力を系統母線へ供給するよう前記コンバータを制御する制御回路を有する。

【0021】

本発明の他の観点の瞬時大電力供給装置は、直流電力を充放電する二次電池、及び前記二次電池と、電力送電電源の系統母線に接続された負荷との間に接続され、スイッチング素子としてワイドギャップバイポーラ半導体素子を備え、前記系統母線から入力される交流を直流に変換して前記二次電池に出力し、前記二次電池から出力される直流を交流に変換して前記負荷に出力する電力変換装置であるコンバータを有する。

この瞬時大電力供給装置は、さらに、前記系統母線に接続された負荷に供給される電力の電圧及び電流を検出し、検出した電圧及び電流に基づいて、前記負荷の電力の需給状態を検出する検出装置、及び前記検出装置の検出出力に基づいて、前記負荷と、電力送電電源との電力の需給が均衡しているとき、前記二次電池を充電し、需要が供給を上回ったとき、前記二次電池を放電して電力を系統母線へ供給するよう前記コンバータを制御する制御回路を有する。

【0022】

本発明の他の観点の瞬時大電力供給装置は、直流電力を供給する直流電源、及び前記直流電源と負荷との間に接続され、スイッチング素子として、制御電極による制御によってユニポーラ半導体素子として動作させるかバイポーラ半導体素子として動作させるかが選択される複合機能を有し、通常時はユニポーラ半導体素子として動作し、瞬時大電力を必要

10

20

30

40

50

とするときはバイポーラ半導体素子として動作する複合機能半導体素子を有し、前記直流電源から入力される直流電力を交流電力に変換して前記負荷に出力する電力変換装置を備える。

前記直流電源が、電力系統の交流を直流に変換する整流装置と、前記整流装置の直流の正負出力端間に接続されたコンデンサを有することを特徴とする。

前記直流電源が二次電池又は燃料電池であることを特徴とする。

前記複合機能半導体素子が、シリコンカーバイド(SiC)を母材とする、電荷注入型接合電界効果トランジスタ(CIJFET)又は電荷注入型MOS電界効果トランジスタ(CIMOSFET)のいずれか一方であることを特徴とする。

【0023】

10

【発明の実施の形態】

以下に本発明の実施の形態について説明する。

本発明の、複合機能半導体素子をスイッチング素子として用いた電力変換装置を有する瞬時大電力供給装置では、通常時に複合機能半導体素子をユニポーラ半導体素子として動作させ、瞬低時や、負荷となる装置の運転開始時(装置始動時)など、瞬時大電力が必要な時にはバイポーラ半導体素子として動作させる。これにより、通常時には電力変換装置は定格電力で動作し低損失である。瞬低時や装置始動時には損失は大きくなるが定格電力を大幅に超える電力で動作させることができる。

特に、SiC(シリコンカーバイド)、GaN(窒化ガリウム)、ダイヤモンドなどを母材としたワイドギャップ半導体素子は、Si(シリコン)を母材とした半導体素子に比べて損失が著しく少なく、且つ高温でも動作できるという物理的性質を有している。この点に注目してワイドギャップ半導体素子で制御できる短時間の最大許容電力を調べたところ、数秒間程度の短時間であればワイドギャップ半導体素子に定格電流をはるかに超える電流を流しても破壊されないことが判った。特にワイドギャップバイポーラ半導体素子は二次電池の「瞬時大電流供給能力」を大幅に越える大電流を流すことができる「瞬時大電力稼働能力」をもつことが確認された。

20

【0024】

本発明における電力変換装置(コンバータ)では、通常時にユニポーラ半導体素子として動作し、瞬低時や瞬時大電力が必要な装置始動時にはバイポーラ半導体素子として動作するワイドギャップ複合機能半導体素子をスイッチング素子として使い、通常時はワイドギャップユニポーラ半導体素子の定格内の電圧及び電流で動作させる。瞬低時や装置始動時には、二次電池の瞬時大電流供給能力により通常時の数倍の直流電力を放電させ、前記コンバータの複合機能半導体素子をバイポーラ半導体素子として動作させてこの直流電力を交流電力に変換し、電熱装置、照明装置、モータ装置などに電力を供給する。

30

【0025】

二次電池の電圧が系統母線の電圧より低い場合には、二次電池の放電による直流出力電圧はチョッパ回路で昇圧された後、コンバータで交流電力に変換されて系統母線に出力される。二次電池は「通常時」に充電される。二次電池の充電時は、系統母線からの交流電力がコンバータで直流電力に変換され、チョッパ回路で降圧されて二次電池に充電される。通常時に充放電される電力値はコンバータの定格内にある。

40

【0026】

瞬低時又は瞬時停電時には、二次電池の瞬時大電流供給能力に応じて定格の数倍の電流が、ほぼ二次電池の定格電圧を保ちつつ供給される。すなわち、二次電池から定格電力のほぼ数倍の直流電力が供給される。この直流電力はチョッパ回路で昇圧された後にコンバータで交流電力に変換されて系統母線に出力され、電力の供給を安定化する。

コンバータでは、複合機能半導体素子のスイッチング素子に対して一般的な既知のPWM動作型のスイッチング制御を行いパルス幅変調をする。このパルス幅変調式のコンバータ(以下、PWMコンバータと記す)の出力電圧の位相を系統母線の電圧の位相よりも進ませて通常時と同じ電力を系統母線に出力することにより、有効電力を系統母線に出力するのが電力安定供給のために望ましい。瞬低時には系統母線の電圧が低下するのでパルス幅

50

変調のパルス幅を広げてコンバータを動作させる。これにより、通常時の数倍の無効電力を系統母線に出力し、低下した電圧を瞬低前の電圧に急速に戻す。

【0027】

小電力制御用の、炭化珪素(SiC)などを母材とするワイドギャップ複合機能半導体素子は1つの半導体チップを用いて構成することができる。しかし大電力制御用のワイドギャップ複合機能半導体素子は1つの半導体チップで構成するのは難しい。その理由は、ワイドギャップ半導体素子の母材のSiCには多くの結晶欠陥が存在するために、大面積の半導体チップを欠陥のない状態で作るのが難しいからである。特に本発明の用途のような大電流を流すことができる面積の大きいチップの作製は困難である。SiCの結晶欠陥を減少させる技術が向上すればSiと同程度の面積のチップの半導体素子の実現できるが、現状では大電流を流すためには複数のチップを並列に接続している。

10

【0028】

従来の瞬時大電力供給装置に設けられているSiのバイポーラトランジスタ又はSiのIGBTを用いた従来のコンバータでは、Siのバイポーラトランジスタ又はSiのIGBTの定格容量を、瞬低時や運転開始時に二次電池から供給される通常時の数倍の電力に合わせた容量に設定しなければならない。

これに対して本発明の瞬時大電力供給装置では、SiCのCIJFET又はSiCのCIMOSFETが複合機能を有しているため、これを用いたコンバータは、定格電流の数倍の大電流を制御できる。従ってコンバータのスイッチング素子である複合機能半導体素子の定格電流を通常時の電流に合わせてコンバータを設定しても瞬低時の大電流時に対応できる。電力安定供給装置などの瞬時大電力供給装置を構成する種々の部品、例えばリアクトルとしてのトランス、半導体素子のヒートシンク、ブスバーなどが小型にできる。また、定格容量が小さいので、同じ変換効率でも損失の絶対値が小さく低損失化ができるとともに大幅な低コスト化も達成できる。電力用途の大型コンバータは、小型のコンバータに比べて高耐圧であるとともに高い信頼性が求められる。また多くの保護機能を要求されるので価格が高い。例えば従来の瞬時大電力供給装置で5MWのコンバータが必要である用途の場合、本発明のものでは1MWのもので済む。このためにコストは従来のもののほぼ5分の1になり大幅な低コスト化が達成できる。電力容量の大きい瞬時大電力供給装置ほど低コスト化の効果が大きくなる。

20

【0029】

以下、本発明の瞬時大電力供給装置の好適な実施例を図1から図7を参照して説明する。

30

《第1実施例》

図1は、本発明の第1実施例であるピークカット用の瞬時大電力供給装置1、及びこの瞬時大電力供給装置1が接続された、変電所130から重要負荷104、105及び一瞬負荷110に至る電力供給システムのブロック図である。「ピークカット」とは、電力需要の急増により、消費電力が変電所130の供給可能な電力を超過するとき、変電所130以外の電源から超過分を供給することをいい、この状態にあるときを「ピークカット時」という。またピークカット時以外の状態のときを「定常時」という。図において、変電所130の電力系統100にトランス120を経て系統母線102が連結されている。系統母線102には、特に重要な重要負荷104及び105がそれぞれの開閉器114及び115を介して接続されている。また、系統母線102には開閉器109及び111を介して重要負荷104、105より重要度の低い一般負荷110が接続されている。開閉器109は系統母線102に異常が発生したとき、まず一般負荷110を切り離して、重要負荷104、105への電力供給を優先して維持するためのものである。系統母線102には、本発明の瞬時大電力供給装置1が開閉器6を介して接続されている。開閉器6、109、111、114及び115を動作させる制御装置については、当分野では周知であるので図示を省略している。

40

【0030】

瞬時大電力供給装置1は例えば500kW定格のレドックスフロー電池を用いた定格電圧が3.2kVの二次電池2、500kW定格のコンバータ4及び、連系リアクトルも兼ね

50

た変圧器 5 を有し、開閉器 6 を介して 6 . 6 k V の系統母線 1 0 2 に連結されている。系統母線 1 0 2 の電圧と電流は、それぞれ電圧検出器 1 0 及び電流検出器 1 1 で検出され、検出した電圧、電流に基づいて電力の需給状態が検出回路 8 で検出される。電圧検出器 1 0 にはポテンシャルトランス (P T) などが用いられる。電流検出器 1 1 はカレントトランス (C T) などであり、変電所 1 3 0 内に設けられて変電所 1 3 0 の出力電流を検出する。制御回路 9 には、検出回路 8 から与えられる電力の需給状態を示す検出出力に応じてモード切替回路 1 3 が出力する制御信号が入力され、それに応じた駆動信号をコンバータ 4 に印加して出力電力を制御する。二次電池 2 のレドックスフロー電池は電圧 8 0 0 V の場合には、図 2 に示すように二次電池 2 とコンバータ 4 の間に双方向のチョッパー回路 3 を設けて、充電電圧を降圧し、放電電圧を昇圧する。二次電池 2 は電圧 8 0 0 V、電流 6 2 5 A の直流を約 1 時間供給できる容量を有する。チョッパー回路 3 及びコンバータ 4 のスイッチング素子は電荷注入型接合電界効果トランジスタ (以下、C I J F E T と記す) である。チョッパー回路 3 の C I J F E T の定格電圧は 8 k V、定格電流は 8 0 0 A であり、コンバータ回路 4 の C I J F E T の定格電圧は 8 k V、定格電流は 4 0 0 A である。本装置の電力容量はチョッパー回路 3、コンバータ 4 及び変圧器 5 で発生する電力損失を考慮すると約 4 5 0 k W である。

10

【 0 0 3 1 】

重要負荷 1 0 4、1 0 5 の電力消費が増えて一時的に変電所 1 3 0 の出力電力容量を超過する場合には、電圧検出器 1 0 及び電流検出器 1 1 がその状態を検出し、瞬時大電力供給装置は検出回路 8、モード切替回路 1 3、制御回路 9 を経てコンバータ 4 を制御し、二次電池 2 から系統母線 1 0 2 に向けて超過電力に相当する有効電力を最大約 4 5 0 k W まで供給できる。二次電池 2 は変電所 1 3 0 と、重要負荷 1 0 4、1 0 5 及び一般負荷 1 1 0 などとの間の電力の需給が均衡を保っている定常時に系統母線 1 0 2 から供給される電力により充電されている。

20

【 0 0 3 2 】

レドックスフロー電池などの二次電池 2 の直流の出力電圧は、使用期間の初期には例えば 8 0 0 V であるが、使用期間が長くなるとともに 8 0 0 V より低下する傾向がある。そこで、ピークカット時は定電圧出力保持型のチョッパー回路 3 で二次電池 2 の出力電圧を昇圧し電圧を常に一定にしてコンバータ 4 に供給するのが望ましい。

【 0 0 3 3 】

直流電力を交流電力に変換し又は交流電力を直流電力に変換するコンバータ 4 は、S i C を母材とする複合機能半導体素子である S i C - C I J F E T をスイッチング素子として用いている。コンバータ 4 は、一般的な既知の回路構成を有するものであるため図示を省略している。S i C - C I J F E T は S i C の結晶内の欠陥による制約のために、電流定格を大きくするのが困難である。そこで電圧定格を高くして低い電流定格において所望の電力定格を得るのが望ましい。この場合図 2 に示すように、二次電池 2 のレドックスフロー電池の出力電圧 8 0 0 V をチョッパー回路 3 で 3 . 2 k V に昇圧して、約 3 . 2 k V、3 0 0 A の直流電力をコンバータ 4 に供給している。コンバータ 4 ではこの直流電力を交流電力に変換して変圧器 5 に印加する。変圧器 5 は 3 . 2 k V の電圧を 6 . 6 k V に昇圧して開閉器 6 を経て系統母線 1 0 2 に出力し負荷 1 0 4、1 0 5 及び 1 1 0 に供給する。

30

40

【 0 0 3 4 】

ピークカット時に瞬時大電力供給装置 1 が 4 5 0 k W のピークカット時電力を供給しているとき、もし電力系統 1 0 0 に落雷事故が発生し、その影響で系統母線 1 0 2 の電圧に瞬時電圧低下 (瞬低) が生じると、電圧検出器 1 0 により検出される。瞬低は重要負荷 1 0 4、1 0 5 に稼働停止などの重大な障害を与えるおそれがある。そこでこれを防ぐために、直ちに開閉器 1 0 9 を開き一般負荷 1 1 0 を切り離す。同時に瞬時大電力供給装置 1 において、電圧検出器 1 0 の検出出力が検出回路 8 に入力される。検出回路 8 はこの検出出力に基づいて制御回路 9 の動作モードを決める指令信号を生成してモード切替回路 1 3 に印加する。モード切替回路 1 3 は、コンバータ 4 の S i C - C I J F E T をユニポーラ半導体素子として動作させるか、バイポーラ半導体素子として動作させるかの動作モードを

50

決める制御信号を制御回路 9 に印加する。制御回路 9 は入力された制御信号によりコンバータ 4 のスイッチング素子である SiC - C I J F E T を P W M 制御する P W M 制御信号をコンバータ 4 に入力する。制御回路 9 は、二次電池 2 からその瞬時大電流供給能力に相当する、例えば電圧が 8 0 0 V で、2 . 5 M W の直流電力が出力されるようにコンバータ 4 を制御する。チョッパ回路 3 は 8 0 0 V の直流電圧を 3 . 2 k V に昇圧してコンバータ 4 に供給する。コンバータ 4 では制御回路 9 により SiC - C I J F E T のゲート電圧が増大され、SiC - C I J F E T はユニポーラ動作からバイポーラ動作に切り替わる。その結果、コンバータ 4 からは、電圧が 1 . 4 7 k V で 4 5 0 k W の有効電力と、電圧が約 1 . 4 7 k V で、2 . 7 8 M V A R (無効電力の単位を表す) の無効電力が出力される。

【 0 0 3 5 】

有効電力及び無効電力の電圧は変圧器 5 で 6 . 6 k V に昇圧されて系統母線 1 0 2 に供給されて電圧低下を防ぐ。落雷の影響による系統母線 1 0 2 の電圧低下が 0 . 5 秒間以上続くのは極めて稀である。本実施例の瞬時大電力供給装置 1 は 4 5 0 k W の有効電力と最大 2 . 7 8 M V A R の無効電力を約 6 秒間供給できるようにコンバータ 4 を設計してあるので、落雷による瞬低の対策として十分である。上記の例ではコンバータ 4 は 4 秒間であれば定格の約 6 倍の瞬時大電力を変換することができる。

本実施例の瞬時大電力供給装置を瞬低のみに対応させる場合には、図 1 0 に示す従来の電力供給安定装置のように、電圧を検出する電圧検出器 1 0 のみを設ければよい。

【 0 0 3 6 】

次に本実施例の瞬時大電力供給装置 1 に用いる複合機能半導体素子の SiC - C I J F E T について詳しく説明する。本実施例において定格を大幅に越える電力でコンバータ 4 を動作させることができるのは、スイッチング素子として複合機能半導体素子である SiC - C I J F E T を用いているからである。

図 3 の (a) は、本実施例で用いている、定格電圧及び電流が 8 k V ・ 4 0 0 A の SiC - C I J F E T 素子 (モジュール) の上面図であり、図 3 の (b) は (a) の b - b 断面図である。この SiC - C I J F E T 素子は、定格電流 4 5 A の SiC - C I J F E T チップ 1 3 1 ~ 1 3 9 を 9 個並列に接続してモジュール化している。図 3 の (b) において、ソース電極 1 4 の上に 9 個の中間下部電極 1 6 を設け、各中間下部電極 1 6 の上に一辺が 7 m m の略正方形の 9 個の C I J F E T チップ 1 3 1 ~ 1 3 9 を設けている。各 C I J F E T チップ 1 3 1 ~ 1 3 9 の上に中間上部電極 1 7 を設けている。すべての中間上部電極 1 7 に接してドレイン電極 1 5 を設け、ソース電極 1 4 とドレイン電極 1 5 で 9 個の C I J F E T チップ 1 3 1 ~ 1 3 9 を挟んでいる。この構成により 9 個の C I J F E T チップ 1 3 1 ~ 1 3 9 はソース電極 1 4 とドレイン電極 1 5 間で並列に接続される。各 C I J F E T チップ 1 3 1 ~ 1 3 9 の間には、スペーサ 1 8 が設けられ、カソード電極 1 4 の上における各 C I J F E T チップ 1 3 1 ~ 1 3 9 の位置を定めている。セラミックス外囲器 1 9 はソース電極 1 4 とドレイン電極 1 5 間を一定距離に保持すると共に絶縁するものであり、その直径は約 1 0 c m である。

【 0 0 3 7 】

図 4 に SiC の C I J F E T セルの断面を示し、図 5 に出力特性を示す。複数の C I J F E T セルを並列配置して 1 つの C I J F E T チップが構成される。図 4 において、C I J F E T セルは n 型 SiC の、ドレインとして機能する基板 5 0 の上面に n 型ドリフト層 5 1 を設けている。n 型ドリフト層 5 1 の上部領域に p 型埋込ゲート層 5 2 1 を形成し、両端部領域にそれぞれ p 型埋込ゲート層 5 2 2 、 5 2 3 を形成している。p 型埋込ゲート層 5 2 1 は n 型チャネル層 5 3 を挟んで n 型ソース層 5 4 に対向している。n 型ソース層 5 4 にはソース電極 5 6 が設けられている。p 型埋込ゲート層 5 2 2 、 5 2 3 のそれぞれに接して p 型上部ゲート層 5 2 4 、 5 2 5 が形成され、p 型上部ゲート層 5 2 4 、 5 2 5 には制御電極であるゲート電極 5 7 が設けられている。基板 5 0 の下面にドレイン電極 5 5 を設けている。p 型埋込ゲート層 5 2 1 、 5 2 2 、 5 2 3 及び p 型上部ゲート層 5 2 4 、 5 2 5 はゲート端子 5 9 に電氣的に接続されている。

【 0 0 3 8 】

10

20

30

40

50

図4のC I J F E Tセルにおいて、ドレイン電極55を高電位、ソース電極56を低電位にした状態で、制御電極であるゲート電極57に印加するゲート電圧をソース電極56と同電位にしたとき、p型上部ゲート層524、525とp型埋込ゲート層521との間のn型チャンネル層53がゲートpn接合周辺の空乏層で完全に覆われC I J F E Tセルはピンチオフする。そのためドレイン電極55とソース電極56間には電流が流れず高い逆耐電圧を保つ。ゲート電極57に、ゲートpn接合のビルトイン電圧(約2.7V)よりも小さい範囲でソース電極56の電圧より高いゲート電圧を印加すると、C I J F E T素子131はユニポーラ半導体素子として動作する。すなわち、空乏層によるピンチオフが解消されてn型チャンネル層53にチャンネルが形成され、ドレインとしての基板50からn型ソース層54に向けて電子による電流が流れる。ゲート電圧を大きくすると空乏層の幅が狭くなるので、逆にチャンネルの幅が広くなりより大きな電流が流れる。

10

【0039】

図5はゲート電圧 V_G をパラメータとした、ドレイン・ソース間の電圧電流特性を示す。図5に示すように、ゲート電圧 V_G が2.5Vでは、ドレイン・ソース間電圧 V_{DS} が4Vのとき、ドレイン・ソース間電流 I_{DS} は定格電流の45Aとなる。ゲート電極57にゲートpn接合のビルトイン電圧(約2.7V)よりも大きいゲート電圧を印加するとC I J F E Tチップ131はバイポーラ半導体素子として動作する。すなわち、p型埋込ゲート層521、522、523及びp型上部ゲート層524、525から正孔がn型チャンネル層53に注入され、n型チャンネル層53で伝導度変調が生じる。このためn型チャンネル層53の抵抗が著しく低下する。さらに、n型ソース層54及びn型チャンネル層53からp型埋込ゲート層521に電子が注入され、この電子がp型埋込ゲート層521の中を拡散してn型ドリフト層51に達する。このようになるとp型埋込ゲート層521がp型ベース領域として機能し、C I J F E Tはnpnトランジスタと同様の動作をする。そのため正孔による電流と電子による電流による大きな電流がドレイン電極55からソース電極56に流れる。例えばドレイン・ソース間電圧 V_{DS} が4Vでゲート電圧 V_G が4Vの時、定格電流の約2.2倍の100Aのドレイン・ソース間電流 I_{DS} が流れる。

20

【0040】

上記の特性を有するC I J F E Tを用いたコンバータ4を備える瞬時大電力供給装置1のピークカット時の動作を以下に説明する。ピークカット時には、C I J F E Tのゲート電極57にゲートpn接合のビルトイン電圧(2.7V)よりも小さいゲート電圧を印加し、C I J F E Tをユニポーラ半導体素子として動作させる。瞬低時にはビルトイン電圧よりも大きいゲート電圧を印加してバイポーラ半導体素子として動作させ、約6秒間であればユニポーラ半導体素子として動作していた場合の約3.5倍の大電流を流すことができる。

30

【0041】

シリコン(Si)を母材とするSi-バイポーラ半導体素子はバイポーラ動作で負の温度依存性を持つ。従って大電流が流れて素子の内部温度が上昇すると更に電流が増えて益々温度が上昇し、ついには熱暴走して素子の破壊にいたる。複数のSi-バイポーラチップを並列に接続した場合は、あるSi-バイポーラチップに一旦電流集中が起こると、他のSi-バイポーラチップの電流もそのチップに集中してしまい熱暴走にいたる場合がある。従ってSi-バイポーラチップを多数並列に接続して使用するのは困難である。

40

【0042】

これに対して、SiC-C I J F E Tの内部抵抗は正の温度依存性をもつ。従って過大な電流が流れて素子温度が上がると内部抵抗が増加して電流が自動的に低減されて温度上昇が抑制され、熱暴走にいたることはない。大電流の流れる時間が10秒以下であれば多数のSiC-C I J F E Tチップを並列に接続して使用可能である。大電流を流せる時間は、各チップの内部での発生熱量が放熱量より大きいためチップの内部温度が上昇し、半導体としての性質を維持できる限界温度にいたるまでの時間である。この時間は各チップの構造や通電電流の密度、チップを並列に接続したモジュールの構造などに依存して決まる。図3に示す構成では定格の約3倍の電流を流す場合約6秒間は全く問題を生じないこと

50

が実験により確認された。例えば、約45分間のピークカットの動作試験をしている間に8秒間の瞬低を発生させるテストをしたが、重要負荷104、105にほとんど影響を及ぼすことなくピークカット及び瞬低時に十分対応可能な電力を供給できた。

【0043】

本実施例のコンバータは、スイッチング素子として用いるSiC-CIJFETの瞬時大電力稼働能力を活用することにより、瞬低の影響を防止するのに必要な約4.5秒間は定格電力の約6倍の電力を変換するコンバータとして働く。従って、従来のシリコンの半導体素子を用いたコンバータのように、コンバータの容量の設計値を瞬低時を考慮に入れた大電力のものにする必要はない。前記容量の設計値はピークカット時の電力が供給できる能力、すなわち瞬低時の電力の数分の1の電力を供給できる容量で十分である。これにより、ピークカットに対応可能な瞬時大電力供給装置の大幅な小型化・軽量化・低コスト化が実現できる。

10

【0044】

《第2実施例》

図6は、本発明の第2実施例である負荷平準化用の瞬時大電力供給装置21のブロック図である。瞬時大電力供給装置21は定格電圧1.5KV、定格電力1.5MWのナトリウム硫黄電池を用いた二次電池22、双方向のチョッパー回路23、コンバータ24及び変圧器25を有しており、前記図1の瞬時大電力供給装置1と同様に、開閉器6を介して、電圧6.6KVの系統母線102に接続されている。その他の構成は瞬時大電力供給装置1と同じである。本実施例において、瞬時大電力供給装置21は負荷平準化用の電力安定供給装置として働く。

20

【0045】

「負荷平準化」とは、電力の需要が1日の中の時間帯により大幅に異なる現象に対処するために、電力需要の少ない時間帯に電力を蓄積し、需要の多い時間帯に蓄積した電力を放出することをいう。電力需要の少ない夜間の、例えば22時から6時の8時間に二次電池22を一定電力で充電する。電力需要の特に多い昼間の、例えば9時から17時の8時間は約1.35MWの電力を二次電池22から供給する。チョッパー回路23のスイッチング素子(図示省略)は、電圧・電流が10kV・1400AのSiC-電荷注入型MOS電界効果トランジスタ(以下、CIMOSFETと記す)である。またコンバータ24のスイッチング素子(図示省略)は、電圧・電流が10kV・600AのSiC-CIMOSFETである。SiC-CIMOSFETは、ワンチップで定格電流の大きなものを作るのが難しく、1つのSiC-CIMOSFETチップを流すことができる電流は40A程度である。本実施例のコンバータ22に用いるSiC-CIMOSFET素子(モジュール)は、定格電流40AのCIMOSFETチップを図3に示すものと類似のパッケージ内に15個設け、それらを並列接続してモジュール化している。

30

【0046】

上記のように、SiC-CIMOSFETは定格電流が比較的小さいので、電圧を高くして定格電力を大きくする。例えば、昼間に1.35MWの電力を供給している時は、チョッパー回路23で二次電池2の1.5kVの直流出力電圧を3kVに昇圧している。その結果、コンバータ4には電圧・電流が約3kV・480Aの直流電力が供給される。コンバータ24はこの直流電力を電圧・電流が約1.38kV・566Aの交流電力に変換して変圧器25に供給する。変圧器25は1.38kVの電圧を6.6kVに昇圧し、開閉器6を介して系統母線102に供給している。

40

【0047】

1.35MWの電力を供給している時に電力系統100に落雷事故による瞬低が発生し、その影響で系統母線102の電圧が大幅に低下すると、電圧の低下が電圧検出器10で検出され、検出出力が検出回路8に入力される。検出回路8は検出出力に基づいて動作モードを決める指令信号生成してモード切替回路13に印加する。モード切替回路13はコンバータ4のSiC-CIMOSFETをユニポーラ半導体素子として動作させるかバイポーラ半導体素子として動作させるかの動作モードを決める制御信号を制御回路9に印加す

50

る。制御回路 9 は入力された制御信号により P W M 制御信号を生成してコンバータ 2 4 に入力し、コンバータ 2 4 のスイッチング素子を駆動する。二次電池 2 2 の出力電圧はチョッパ回路 2 3 で 4 . 5 k V に昇圧されてコンバータ 2 4 に供給される。制御回路 9 はスイッチング制御の P W M 信号のパルス幅を拡大した駆動信号をコンバータ 2 4 に印加する。これによりコンバータ 2 4 から、定格値である約 1 . 3 5 M W の有効電力と、電圧が約 2 . 0 7 k V で約 6 . 4 4 M V A R の無効電力が出力される。コンバータ 2 4 の出力は変圧器 2 5 で昇圧されて系統母線 1 0 2 に供給され系統母線 1 0 2 の電圧低下を防ぐ。

【 0 0 4 8 】

本実施例の瞬時大電力供給装置において、上記のように定格を大幅に超える電力でコンバータを動作させることができるのは、スイッチング素子として S i C - C I M O S F E T を用いているからである。

図 7 に S i C - C I M O S F E T のセルの断面図を示す。S i C - C I M O S F E T は n 型 S i C のドレインとして機能する基板 1 5 0 の上に n 型ドリフト層 1 5 1 を形成している。n 型ドリフト層 1 5 1 の上部中央領域には p 型ゲート層 6 5 2 を形成している。ドリフト層 1 5 1 の上部の両端部領域にそれぞれ p 型ゲート層 6 5 3、6 5 4 を形成している。両 p 型ゲート層 6 5 3、6 5 4 の上に他の p 型ゲート層 6 5 5、6 5 6 をそれぞれ形成している。p 型ゲート層 6 5 2、6 5 3、6 5 4 で囲まれた領域に n 型チャネル層 6 5 8 が形成されている。n 型チャネル層 6 5 8 の上部中央領域に n 型ソース層 6 5 9 が形成されている。基板 1 5 0 の下面にドレイン電極 1 6 0 が設けられ、n 型ソース層 6 5 9 にソース電極 1 6 1 が設けられている。p 型ゲート層 6 5 5、6 5 6 にそれぞれ p 型ゲート電極 6 6 1、6 6 2 が設けられている。n 型チャネル層 6 5 8 に M O S ゲート絶縁層 6 6 5、6 6 6 を介してそれぞれ M O S ゲート電極 6 6 7、6 6 8 が設けられている。p 型ゲート層 6 5 2、6 5 3、6 5 4、6 5 5、6 5 6 は p 型ゲート電極 6 6 1、6 6 2 に電氣的に接続され p 型ゲート端子 6 7 0 として導出されている。M O S ゲート電極 6 6 7 と 6 6 8 は電氣的に接続され、M O S ゲート端子 6 7 3 として導出されている。

【 0 0 4 9 】

C I M O S F E T のセルにおいて、ドレイン電極 1 6 0 を高電位、ソース電極 1 6 1 を低電位にして電圧を印加した状態で、M O S ゲート電極 6 6 7、6 6 8 と p 型ゲート電極 6 6 1、6 6 2 に印加するゲート電圧をソース電極 1 6 1 と同電位にしたとき、n 型チャネル層 6 5 8 はゲート p n 接合周辺の空乏層で完全に覆われ S i C - C I M O S F E T はピンチオフする。その結果、ドレイン電極 1 6 0 とソース電極 1 6 1 の間に電流が流れず高い耐電圧を有する。M O S ゲート電極 6 6 7、6 6 8 に所定の閾値以上のゲート電圧を印加し、p 型ゲート電極 6 6 1、6 6 2 にゲート p n 接合のビルトイン電圧 (約 2 . 7 V) よりも小さい範囲でソース電極 1 6 1 の電圧より高いゲート電圧を印加すると、S i C - C I M O S F E T はユニポーラ半導体素子として動作する。すなわち、空乏層によるピンチオフが解消されて n 型チャネル層 6 5 8 にチャネルが形成され、ドレイン電極 1 6 0 からソース電極 1 6 1 に向かう電子による電流が流れる。p 型ゲート電極 6 6 1、6 6 2 に印加するゲート電圧を大きくすると空乏層の幅が狭くなるので、逆にチャネルの幅が広くなりドレイン電極 1 6 0 とソース電極 1 6 1 間により大きな電流が流れる。

【 0 0 5 0 】

p 型ゲート電極 6 6 1、6 6 2 にゲート p n 接合のビルトイン電圧 (2 . 7 V) よりも大きい電圧を印加すると、C I M O S F E T はバイポーラ半導体素子として動作する。すなわち、p 型ゲート層 6 5 2、6 5 3、6 5 4、6 5 5、6 5 6 から n 型チャネル層 6 5 8 に正孔が注入され n 型チャネル層 6 5 8 で伝導度変調が発生して、n 型チャネル層 6 5 8 の抵抗が著しく低減する。また、n 型ソース層 6 5 9 及び n 型チャネル層 6 5 8 から p 型ゲート層 6 5 2 に電子が注入される。この電子が p 型ゲート層 6 5 2 の中を拡散して n 型ドリフト層 1 5 1 に達する。このようにして p 型ゲート層 6 5 2 が p 型ベースの機能を果たして C I M O S F E T は n p n トランジスタの動作をし、正孔による電流と電子による大きな電流がドレイン電極 1 6 0 からソース電極 1 6 1 に流れる。

本実施例の図 6 に示す瞬時大電力供給装置 2 1 のチョッパ回路 2 3 とコンバータ 2 4 の

スイッチング素子は、S i C - C I M O S F E Tの複数のセルから構成されたチップを15個並列に接続し、図3に示すものと類似のモジュールに構成したものをを用いている。モジュールにおいて、15個のチップの、M O Sゲート電極667、668が共通に接続され、p型ゲート電極661、662、p型ゲート層652が共通に接続される。また15個のチップの、ドレイン電極160が共通に接続され、ソース電極161が共通に接続される。

【0051】

本実施例の瞬時大電力供給装置を瞬低用に用いる時は、C I M O S F E Tのp型ゲート電極661、662にゲートp n接合のビルトイン電圧(約2.7kV)よりも大きいゲート電圧を印加してバイポーラ半導体素子として動作させる。バイポーラ半導体素子として動作させる時間が約5秒間であれば、ユニポーラ半導体素子として動作する場合の約3.8倍の大電流を流すことができる。

本実施例ではS i C - C I M O S F E Tの瞬時大電力稼働能力を活用することにより、定格電力1.5MWのコンバータを、瞬低の影響を防ぐ短時間であれば1.5MWの約4.7倍の、定格電力が約7MWに相当するコンバータとして動作させることができる。従って、大幅に小型化・軽量化・低コスト化された、瞬低時にも対応可能な負荷平準化用の瞬時大電力供給装置を実現できる。

【0052】

《第3実施例》

本発明の第3実施例を図8を参照して説明する。

図8は本発明の瞬時大電力供給装置を、100kW、500Hz級の誘導加熱装置に適用した例のブロック図を示す。金属製の部品などを高精度の温度管理の下で迅速に熱処理するための加熱装置では、運転開始時や運転中に低温の加熱炉を急速に所定の高温にしたり、逆に高温の加熱炉を急速に所定の低温にすることが必要とされる。特に運転開始時には、定常運転状態で所定の高温を維持するときに比べて大きな電力が必要となる。

【0053】

図8において、3相の配電系統線290に開閉器292を経て整流器301が接続され、入力の3相交流が整流されて直流出力端子295、296に直流出力が得られる。直流出力端子295、296間には大容量のコンデンサ302が接続され、直流出力はコンデンサ302を充電する。直流出力端子295、296間にはインバータ303が接続されている。インバータ303の出力端子315、316はそれぞれのコンデンサ317、318を経て加熱コイル304の両端子319、320にそれぞれ接続されている。加熱コイル304の近傍には加熱炉内の温度を検出する温度センサ306が設けられ、検出出力は検出回路309に入力されている。整流器301の3相の入力線の2本にC Tなどの電流検出器307、308が設けられ、検出出力は検出回路309に入力されている。

【0054】

インバータ303の出力端子315につながる出力線にも電流検出器305が設けられており、検出出力は検出回路309に入力されている。検出回路309の出力はモード切替回路300に印加される。モード切替回路300は、スイッチング素子331~334をユニポーラ半導体素子として動作させるかバイポーラ半導体素子として動作させるかの動作モードを判定して、モード制御信号を制御回路310に入力する。制御回路310の4つの出力端はインバータ303の駆動回路311、312、313、314の各入力端に接続されている。駆動回路311、312、313、314の出力端はそれぞれスイッチング素子331、332、333、334のゲートに接続されている。各スイッチング素子331~334のソース・ドレイン間には、よく知られているフライホイーリング用のダイオードが接続されている。

インバータ303において、スイッチング素子331、332、333、334は、定格電圧・電流が1kV・150AのC I J F E Tモジュールで構成されている。C I J F E Tモジュールの構成は図3に示す第1実施例のものに類似である。インバータ303は、整流器301の直流出力を交流出力に変換し、コンデンサ317、318を経て誘導加熱

10

20

30

40

50

コイル 304 に供給している。

【0055】

検出回路 309 は、電流検出器 305、307、308 の検出出力及び温度検出器 306 の検出出力に基づいて所定の演算処理を行い、結果の指令信号をモード切替回路 300 に印加する。モード切替回路 300 はこの指令信号に基づいて動作モードを決めるモード制御信号を制御回路 310 に印加する。制御回路 310 はモード制御信号に応じて 4 つの制御信号を生成し、それぞれ駆動回路 311 ~ 314 に印加する。各駆動回路 311 ~ 314 は入力された制御信号に基づいて各スイッチング素子 331 ~ 334 の駆動信号を生成し、各スイッチング素子に印加する。

【0056】

誘導加熱装置は、熱処理する金属部品の材質、形状、使用目的に応じて加熱炉内の温度を所定時間（例えば 5 秒 ~ 30 秒）で所定の温度まで上昇させる必要がある。従って通常は誘導加熱装置の運転開始時には大電力を供給する必要がある。本実施例では運転開始時には、スイッチング素子 331 ~ 334 の C I J F E T をそれぞれの駆動回路 311 ~ 314 の駆動信号によりバイポーラ半導体素子として動作させ、定常時の 3 倍から 5 倍の交流出力電力を加熱コイル 304 に供給することができる。定常時には C I J F E T をユニポーラ半導体素子として動作させ、C I J F E T での電力損失を防ぐのが望ましい。コンデンサ 302 に大容量のものを用いれば、加熱コイル 304 への供給電力が急増した場合にコンデンサ 302 に充電された電荷が供給電力の急増分を補う。これにより供給電力の急増による配電系統線 290 の電圧の低下を防ぐことができる。

【0057】

本実施例によれば、誘導加熱装置のインバータ 303 の定格出力を、定常運転時の出力に合わせて設定しておけばよく、運転開始時や急加熱時など短時間に大出力を要する時には、スイッチング素子 331 ~ 334 の C I J F E T をバイポーラ半導体素子として動作させることによって定常時の 3 ~ 5 倍の出力を得ることができる。従って誘導加熱装置の小型化、軽量化、低コスト化が実現できる。

【0058】

《第 4 実施例》

本発明の第 4 実施例を図 9 を参照して説明する。図 9 は本発明の瞬時大電力供給装置を定格出力 60 kW の電気自動車の走行用モータ 404 に適用した例のブロック図である。走行用モータ 404 に印加する交流の定格周波数は例えば 18 kHz である。

【0059】

図 9 において、バッテリー 401 に電源スイッチ 400 を介して電力変換装置である 3 相のインバータ 403 が接続されている。バッテリー 401 の両端子間にはコンデンサ 402 が接続されている。バッテリー 401 は鉛電池などの二次電池であるが、燃料電池などの発電装置であってもよい。

インバータ 403 の 3 つの出力端 415、416、417 には永久磁石のロータを有するシンクロナスモータであるモータ 404 が接続されている。モータ 404 のロータの回転角を、ロータに連結されたシャフトの近傍に設けたシャフト回転角検出器 405 で検出し、シャフトの回転速度を表す検出信号が検出回路 408 に入力される。モータ 404 のステータ電流は C T などの電流検出器 420 により検出され、検出信号が検出回路 408 に入力される。検出回路 408 にはさらに、運転者のアクセルペダルの操作に応じて出力されるトルク要求信号 407 が入力されている。検出回路 408 は入力された両検出信号及びトルク要求信号に基づいて演算処理を行い、結果の処理信号をモード切替回路 410 に入力する。モード切替回路 410 はスイッチング素子 431 ~ 436 の動作モードを決めるモード制御信号をインバータ制御回路 409 に印加する。制御回路 409 はインバータ 403 のスイッチング素子 431、432、433、434、435、436 を駆動するそれぞれの駆動回路 421、422、423、424、425、426 に制御信号を出力する。駆動回路 421 ~ 426 は入力される制御信号に基づいてスイッチング素子 431 ~ 436 を駆動する駆動信号をそれぞれのスイッチング素子 431 ~ 436 の制御電極で

10

20

30

40

50

あるゲートに印加する。各スイッチング素子431～436のソース・ドレイン間には、フライホイール用のダイオードが接続されている。

【0060】

本実施例の瞬時大電力供給装置におけるインバータ403のスイッチング素子431～436は、図7に示し前記第2実施例で説明したC I M O S F E Tのモジュールが用いられている。

電気自動車では、急発進時や、タイヤがぬかるみに入り込んだ際に脱出する場合などには、短時間ではあるが、通常の走行時の数倍の電力をモータ404に供給する必要がある。本実施例におけるインバータ403のスイッチング素子431～436は、例えば定格電圧、電流が1kV・600A級のC I M O S F E Tモジュールである。電気自動車の発進時や加速時などモータ404に大電力を供給する必要があるときは、それに対応する検出回路408の処理信号がモード切替回路410に入力されそれに応じたモード制御信号がインバータ制御回路409に印加される。インバータ制御回路409は印加された制御信号により、スイッチング素子431～436の、図7に示すC I M O S F E T素子の制御電極であるMOSゲート端子673とp型ゲート端子670に正の電圧を印加する。電圧値は、例えばMOSゲート電圧が5～30V、p型ゲート電圧が2.7～25Vである。これによりC I M O S F E T素子はバイポーラ半導体素子として動作し、インバータ403は定格電力の1.5～4倍程度の交流電力をモータ404に供給することができる。インバータ403が、定格電力の1.5～4倍の交流電力を出力できる時間は例えば、2～20秒程度である。二次電池のバッテリー401や自動車用の燃料電池は短時間であれば定 10
格の数倍の電力を供給することが可能である。 20

【0061】

電気自動車の通常走行時には、前記C I M O S F E T素子のp型ゲート端子670に1.0～2.5Vの電圧を印加し、MOSゲート端子673に5～30Vの電圧を印加する。これによりC I M O S F E T素子はユニポーラ半導体素子として動作する。

従来のシリコンを用いたスイッチング素子を有するインバータでは、前記定格出力の1.5～4倍の電力を定格電力とするスイッチング素子を用いてインバータを構成する必要があったが、本実施例ではユニポーラ動作とバイポーラ動作を選択できる複合機能半導体素子を用いることにより、通常走行時の出力電力にほぼ等しい定格電力のインバータを用いて定格電力の数倍の大電力に対応できる。これにより電気自動車のモータ用のインバータ 30
の大幅な小型化、軽量化及び低コスト化が実現できる。

【0062】

以上、第1から第4実施例により本発明を説明したが、本発明はこれらの実施例に限定されるものではなく、各種の変形応用ができるものである。

例えば、スイッチング素子の複合機能半導体素子はC I J F E TやC I M O S F E Tに限定されるものではない。またS i C以外の他のワイドギャップ半導体材料すなわち窒化ガリウムやダイヤモンドなどで構成した半導体素子も同様に前記コンバータ及びインバータなどに使用可能である。またS iで構成した複合機能素子も利用可能である。複合機能半導体素子はスイッチング電源のスイッチング素子としても使用可能である。

【0063】

電池はレドックスフロー電池やナトリウム硫黄電池、鉛電池や燃料電池などの他に、亜鉛塩素電池や亜鉛臭素電池、リチウムイオン電池などでもよい。

電力容量が200kW以下の小容量の瞬時大電力供給装置の場合は、電流容量も小さいのでチップ面積の小さいワイドギャップバイポーラ半導体素子で十分対応可能である。この場合には、所定の電力を小さい電流で得るために電圧を昇圧する目的のチョッパ回路は必ずしも必要がなく、電池の出力を直接インバータなどの電力変換装置に印加すればよい。

【0064】

ワイドギャップバイポーラ半導体素子は高耐圧のものが容易に実現できる。例えば実施例1と2では、20kV以上の高耐圧にすることにより、直接6.6kVの系統母線102 40
50

に連系できる。従ってトランスを用いずに連系用リアクトルのみを用いることもできる。前記第1及び第2実施例では、6.6kVの配電系統母線の例で説明したが、瞬時大電力供給装置を構成する各要素を高耐圧大電流にすることにより、更に上流の電力系統に連結する瞬時大電力供給装置にも適用できる。また送電線にへびや鳥などの小動物がひっかかったり、樹木が接したりして短絡や地絡が発生した場合の数分を超える比較的長時間の「瞬時停電」にも本発明の瞬時大電力供給装置を適用できる。さらに電力送電電源の複数の発電機の内1つが故障したり、電力の大口需要家の負荷（工場など）が突然稼働を停止した場合、急激な電力変動が生じ、電力需給の不均衡が5分以上継続する場合がある。雷による瞬時の継続時間（数秒）よりはるかに長い5分から1時間の電力需給の不均衡による系統周波数の変動などに対しても、二次電池の容量を増やし、かつスイッチング素子を冷却するなど、その温度を所定値以下に保つ手段を講じることにより、本発明の瞬時大電力供給装置を適用することができる。このような長時間の場合、本発明の瞬時大電力供給装置は、定格出力の1.5から3倍程度の電力を調整することができ、非常用電線としても利用できる。

10

【0065】

【発明の効果】

以上の各実施例で詳細に説明したように、本発明によれば、ユニポーラ動作とバイポーラ動作のいずれかが選択される複合機能半導体素子を用いてインバータなどの電力変換装置を構成し、出力が定格電力以下の通常時にはユニポーラ動作をさせる。瞬時大電力が必要なときは、通常時の定格電力を超える電力が制御できるように前記複合機能半導体素子のバイポーラ動作をさせる。これにより、瞬時大電力供給装置の大幅な小型化・軽量化・低コスト化ができるという効果が得られる。

20

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施例のピークカット用の瞬時大電力供給装置のブロック図

【図2】本発明の第1実施例のピークカット用の他の例の瞬時大電力供給装置のブロック図

【図3】(a)は第1実施例のコンバータに用いるSiC-CIJFETのモジュールの平面図

(b)は(a)のb-b断面図

【図4】SiC-CIJFETセルの断面図

30

【図5】SiC-CIJFETの、ゲート電圧をパラメータとした、ドレイン・ソース間の電圧電流特性を示すグラフ

【図6】本発明の第2実施例の負荷平準化用の瞬時大電力供給装置のブロック図

【図7】SiC-CIMOSFETセルの断面図

【図8】本発明の第3実施例である誘導加熱用の瞬時大電力供給装置のブロック図

【図9】本発明の第4実施例である電気自動車の走行モータ用の瞬時大電力供給装置のブロック図

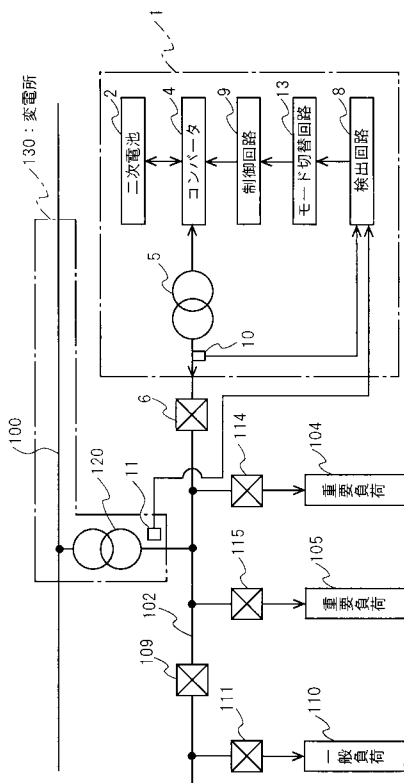
【図10】従来のピークカット用の電力安定供給装置のブロック図

【符号の説明】

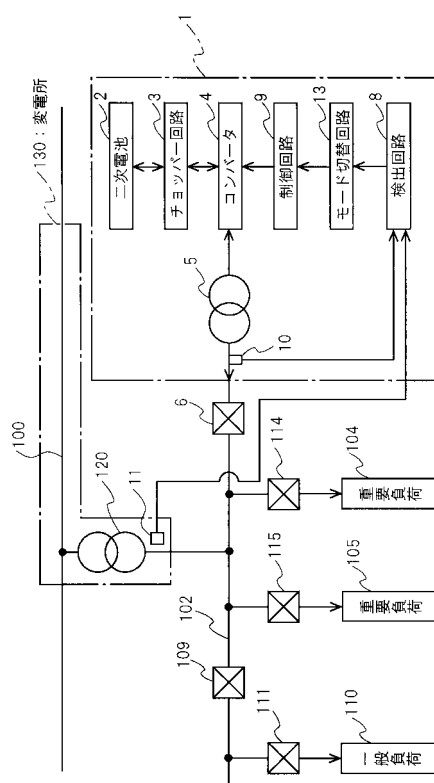
1、21	瞬時大電力供給装置	40
100	電力系統	
5、120	変圧器	
6、109、111、114、115	開閉器	
10	電圧検出器	
11	電流検出器	
131~139	SiC-CIJFETチップ	
50、150	基板	
55、160	ドレイン電極	
56、161	ソース電極	
57	ゲート電極	50

- 667、668 MOSゲート電極
- 661、662 p型ゲート電極
- 311～314、421～426 駆動回路
- 331～334、431～436 スイッチング素子
- 303、403 インバータ

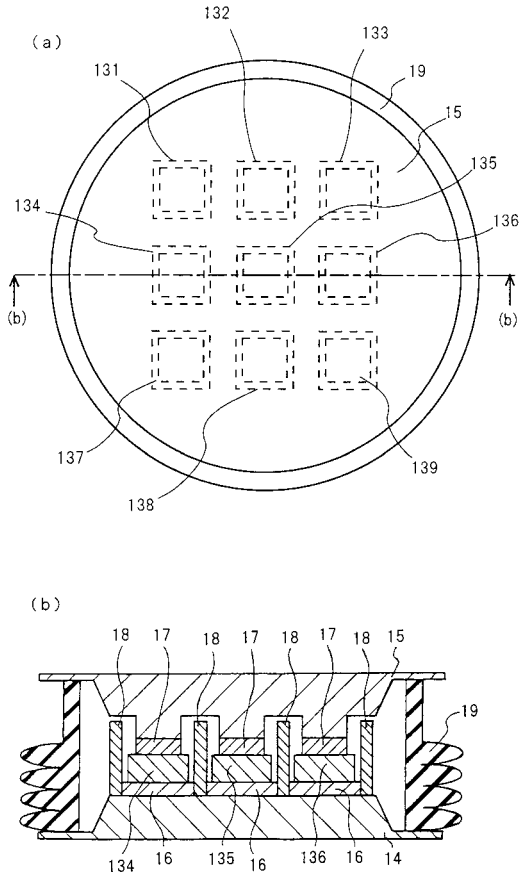
【 図 1 】



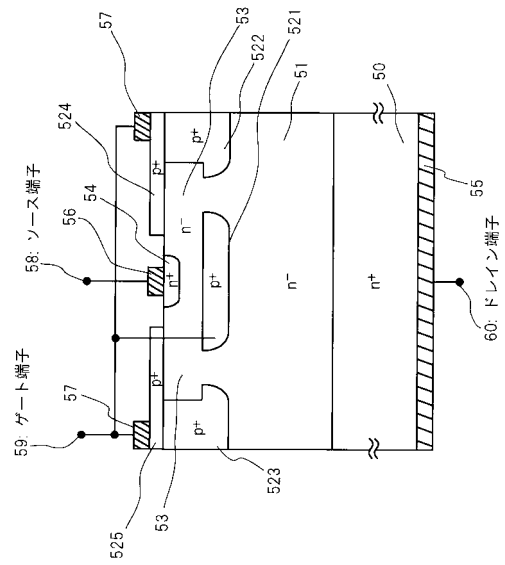
【 図 2 】



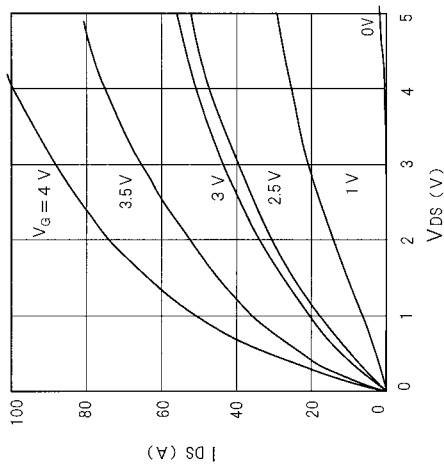
【図3】



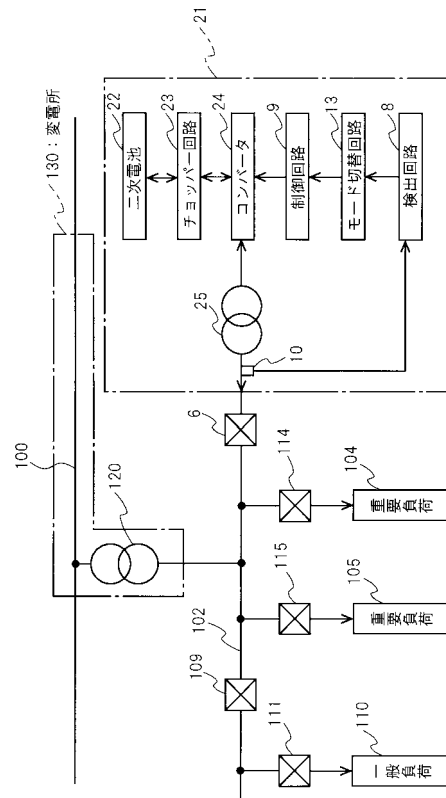
【図4】



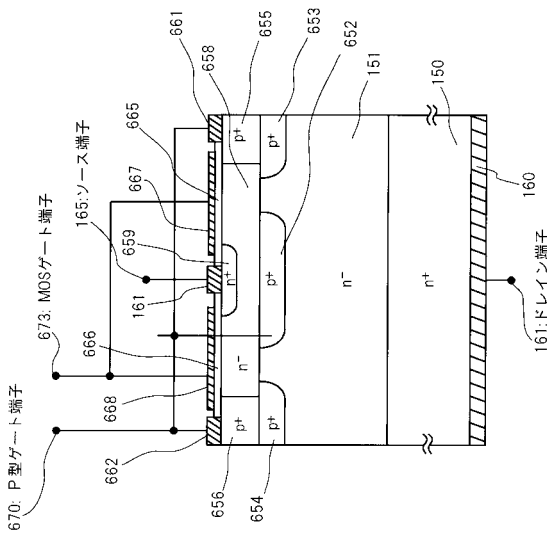
【図5】



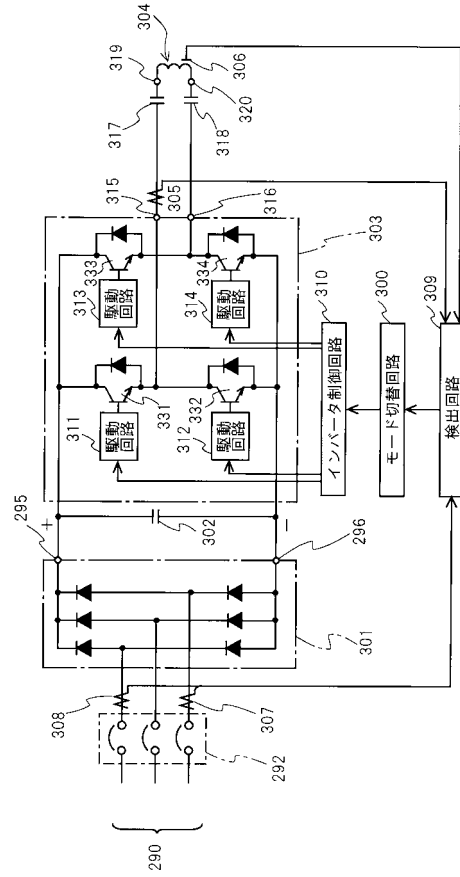
【図6】



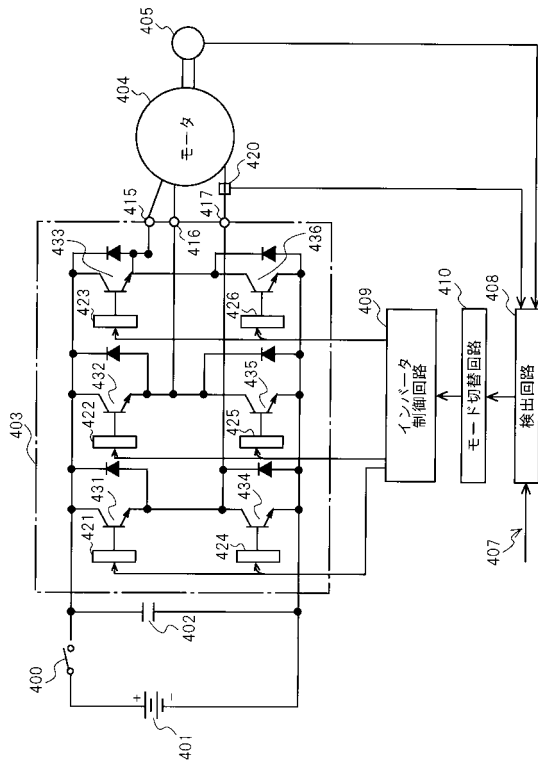
【図7】



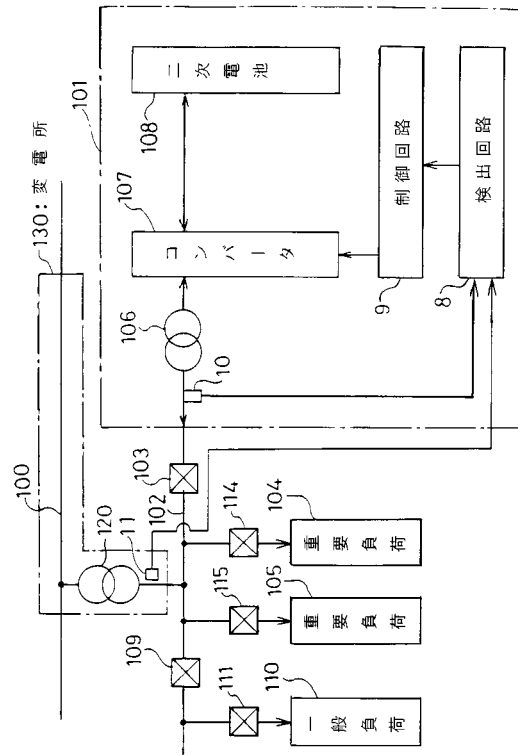
【図8】



【図9】



【図10】



フロントページの続き

(51)Int.Cl.⁷// B 6 0 L 9/18
H 0 2 P 6/06

F I

H 0 2 P 6/02 3 4 1 B
B 6 0 L 9/18 J

テーマコード(参考)

Fターム(参考) 5H030 AA01 AS08 AS11 AS15 BB06 BB09 BB21 DD01 FF42 FF43
FF44
5H115 PA11 PC06 PG04 PI16 PI18 PI29 PU10 PU11 PV09 PV23
PV24 QE01 QE08 QE15 QH03 RB22 SE03 T012 T022
5H560 AA08 BB04 BB12 DA17 DB20 DC12 EB01 HA02 RR10 SS02
TT07 UA03 UA05 XA02