

トランスレス無効電力補償装置(STATCOM)の制御方法

Control method of a transformer-less Static synchronous Compensator (STATCOM)

Recently, renewable energy including solar power and wind power have been rapidly introduced in utility distribution systems. As a result, a problem that distribution feeder voltage surpass appropriate level is occurring. To solve this problem, Transformer less STATCOM, which is able to adjust distribution feeder voltage continuously, fast response, small-size is currently noticed.

In this paper, the proposed circuit of STATCOM is configured from each cells with a different DC voltage and switching frequency by each stage. Then, the cells are configured a Full-bridge inverter and a capacitor for the DC power supply. Output current control of the STATCOM is performed using an output voltage vector in each stage which consists of cells. As a result, the harmonic content included in the output voltage of STATCOM could be reduced. It was confirmed by a simulation that it can be compensated unbalanced three phase voltages.

唐木 隆行
Takayuki Karaki

大森 洋一
Yoichi Ohmori

今柳田 明夫
Akio Imayanagita

1. まえがき

近年、地球環境問題に伴い、再生可能エネルギーの普及が急速に進んできている。しかしながら、再生可能エネルギーシステムは、自然条件によって発電出力が左右されることや、発電電力が消費する電力よりも大きいときに発生する逆潮流によって、系統電圧が適正範囲を逸脱することが問題となっている。

この問題を解決するために、無効電力を制御して高速かつ、連続的に系統電圧を調整する無効電力補償装置(STATCOM)が注目されている。そのなかでも、装置の小型化を目的として、配電系統に直接連系するトランスレスSTATCOMのさまざまな研究がされている^{[1]~[6]}。

特に、連系リアクトルを小型化するためにコンデンサをDC電源とする単相フルブリッジインバータを一つのセルとして、該セルを各相でカスケード接続させることで多段化し、各段のセルのDC電圧とスイッチング周波数が異なる変換器を持つ構成が提案されている^{[4]~[6]}。

この変換器の回路構成は、DC電圧が高いセルは低いスイッチング周波数でスイッチングする。その一方で、DC電圧が低いセルは高いスイッチング周波数でスイッチングを行うことで、スイッチング損失と高調波成分の抑制を行っている。文献^[4]では、変換器全体の出力相電圧を指令値の正弦波状に制御する方式を適用している。

これに対して、本レポートでは、変換器の回路構成は同一であるが、中性点電位を変動させて変換器全体の出力線間電圧を指令値の正弦波状に制御するような方式を提案する。

提案方式において、回路の理論的な解析、およびシミュレーションによって回路の基本的な動作の確認や配電系統への不平衡負荷接続時の三相電圧不平衡補償動作について確認したので報告する。

2. 従来方式の回路構成と制御法

2.1 トランスを介したSTATCOM

図1にトランスを介したSTATCOMの構成を示す。6.6kVの系統からトランスを介して降圧し、変換器に接続される。この変換器は、三相インバータ単体での構成や電流を分担させるために三相インバータを並列に設置する構成などが例として挙げられる。

この構成は、回路構成や制御が比較的簡単で、系統電圧の三相不平衡電圧補償もしやすいといった利点がある。しかし、大型のトランスを使用することにより装置全体が大型化してしまい、住宅街などの人口密集地には設置しづらいといった問題がある。また、トランスを介しての連系は励磁電流損が定常損失として発生するため、駆動率が低いSTATCOMのような装置では、余剰な損失となることも問題として挙げられる。

2.2 トランスレスSTATCOM

図2に小型化するために、トランスを介せずに系統に直接連系するトランスレスSTATCOMの構成を示す。本構成の変換器は、コンデンサをDC電源とする単相フルブリッジインバータを1セルとして、各相にN段数分のセルをカスケード接続した回路構成を持つ。この構成のトランスレスSTATCOMの方式は、大きく分けて二つある。

一つ目は、全セルのDC電圧とスイッチング周波数を同一とする方式である。相電圧を制御する場合、セルDC電圧 V_{dc} は以下の式より求められる。ここで V_{max} は変換器全体の出力線間電圧最大値、Nはセルの段数である。

$$V_{dc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{V_{max}}{N} \dots\dots\dots (1)$$

セルの段数を3段、 V_{max} を6.6kVと仮定すると、セルDC電

圧 V_{dc} は、1796Vとなる。

この方式は各段のセルが $360/N$ 度の位相差を持つキャリアでそれぞれPWM変調を行うことで、各相の出力電圧が1セルDC電圧分の電圧変動幅を持つ $2N+1$ レベルのマルチレベル波形となる。

しかし、この方式では多段セル数が多いと部品点数の増加による安全率の低下が問題として挙げられる。その一方で、安全率を向上させるために多段セル数を少なくすると、1セルに必要なDC電圧が高くなり、高耐圧のスイッチング素子を選定する必要がある。また、セルDC電圧の増加に伴い、出力電圧の高調波電圧が大きくなる。この問題を防ぐためには、各セルのスイッチング周波数を上げる必要がある。しかしながら、一般に高耐圧のスイッチング素子のスイッチング損失は大きくなるため、変換器全体の損失が増大するという問題がある。本レポートでは、この方式を従来方式1と定義する。

一方、二つ目は、各段でセルDC電圧が異なる方式である。ここで、前述のように一般に高耐圧のスイッチング素子のスイッチング損失は大きくなる。そのため、DC電圧が高いセルは、低いスイッチング周波数でスイッチングさせて、DC電圧が低いセルは、高いスイッチング周波数でスイッチングさせることで、変換器全体の損失と高調波電圧を抑制することができる。

文献^[4]では、変換器全体の出力相電圧を正弦波状となるように制御することで、DC電圧が低いセルのDC電圧分の電圧変動幅を持つマルチレベル波形を出力する。つまり、低圧セルのスイッチング周波数を増加させるだけで、出力電圧の高調波電圧を低減することが可能である。本レポートでは、この方式を従来方式2と定義する。

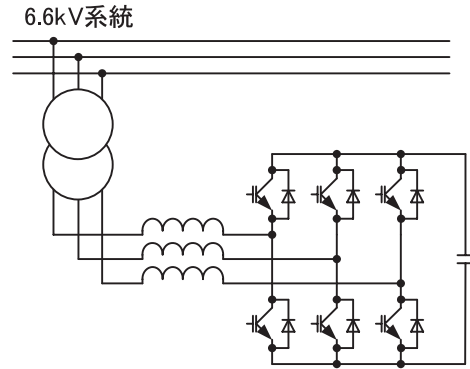
文献^[4]の変換器の構成では、セル数が3段で、セルDC電圧が高い順から V_H 、 V_M 、 V_L とするそれぞれの関係は以下の式で表せる。

$$\begin{aligned} V_M &\geq \frac{1}{3}V_H \\ V_L &\geq \frac{1}{2}V_M \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (2)$$

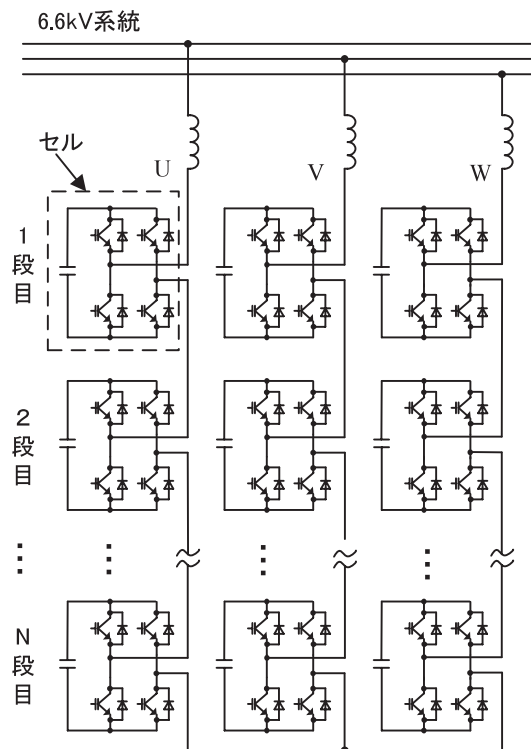
また、変換器全体の出力線間電圧最大値 V_{max} との関係は、

$$V_H + V_M + V_L = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{max} \quad \dots\dots\dots (3)$$

と表せる。したがって、従来方式1と同様に V_{max} を6.6kVとすると、出力電圧の高調波電圧を最も低減させるために V_L が最低限必要な電圧となるように設計すると、各セル群のDC電圧はそれぞれ、 $V_H = 3593V$ 、 $V_M = 1198V$ 、 $V_L = 599V$ となる。



■ 図1 トランスを介したSTATCOMの構成
Fig.1 Circuit of STATCOM with a transformer

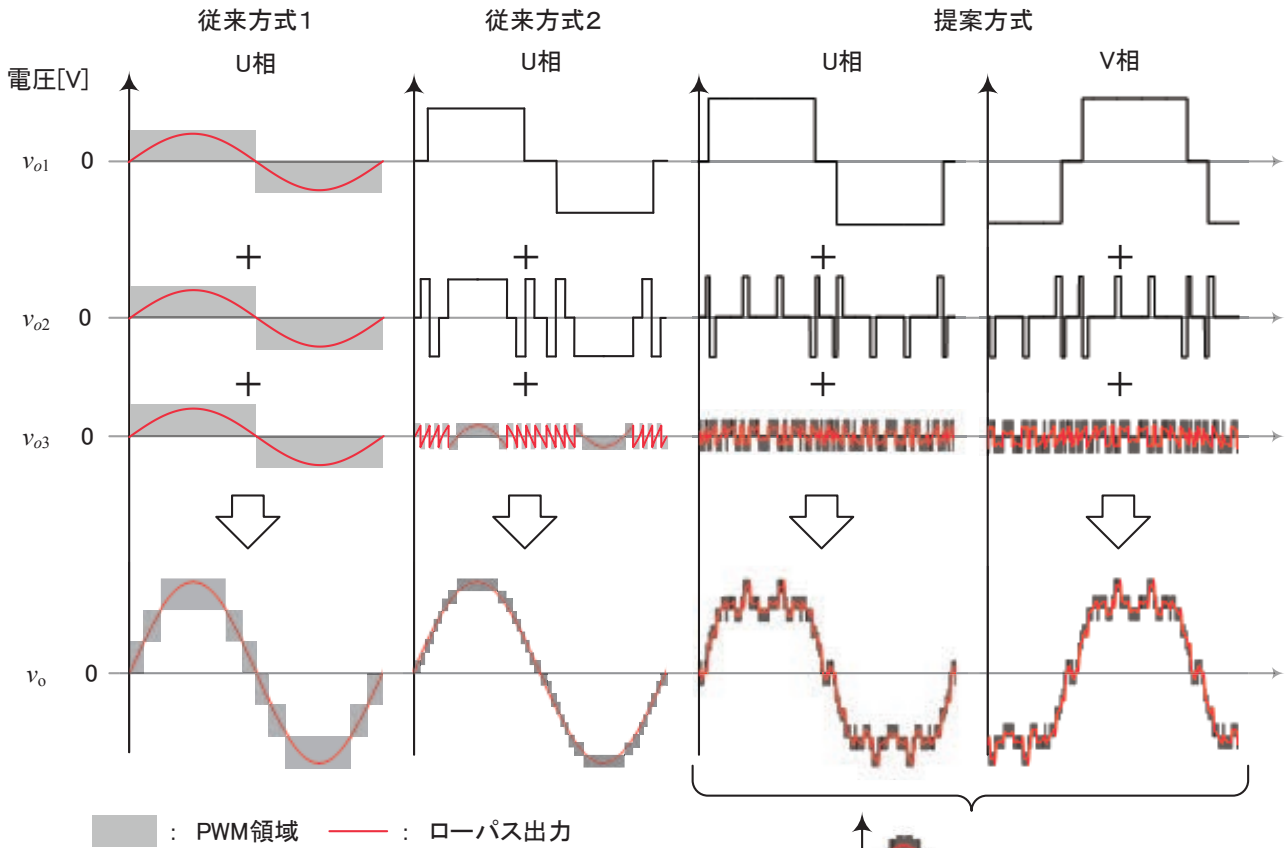


■ 図2 トランスレスSTATCOMの構成
Fig.2 Circuit of STATCOM without a transformer

3. 提案方式の回路構成

本レポートの提案方式は、図2の段数を3段($N=3$)とした回路構成で、従来方式2のように各段でセルDC電圧とスイッチング周波数がそれぞれ異なる方式である。ここで、セルDC電圧が高い三相のセル段から高圧セル群、中圧セル群、低圧セル群とする。従来方式2と異なる点は、出力電圧の制御方法である。

図3に段数を3段($N=3$)としたときの各方式での各セルの出力電圧 $v_{o,1,2,3}$ とその合成である変換器全体の出力相電圧 v_o の波形例を示す。図3に示されるように、従来方式1と2は、相電圧を正弦波状に制御している。その一方で、提案方式は中性点電位を変動させて、線間電圧を正弦波状に制御していることが確認できる。



■ 図3 各方式での波形例比較(N=3)
 Fig.3 Compared with the waveform of each method (N=3)

図4に各セル群(高压セル群, 中压セル群, 低压セル群)がそれぞれ出力できる電圧ベクトルを示す。ここで、 α 軸は系統電圧のU相方向成分であり、 β 軸は α 軸と直交した成分である。図より、各セル群が出力できる電圧ベクトルは、19種類存在する。各セル群の出力電圧ベクトルをそれぞれ v_H (高压), v_M (中压), v_L (低压)とすると変換器全体の出力電圧ベクトル v_s は、

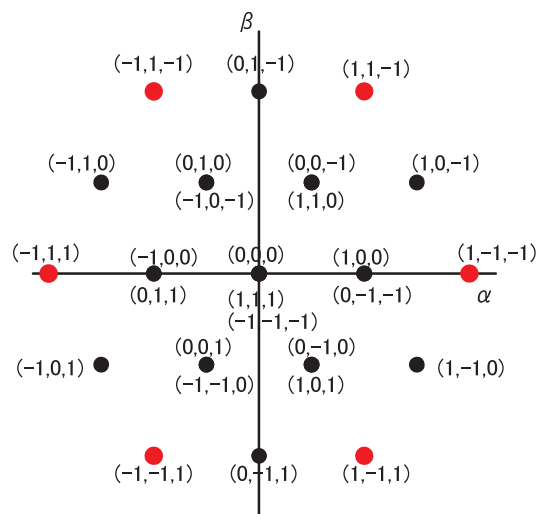
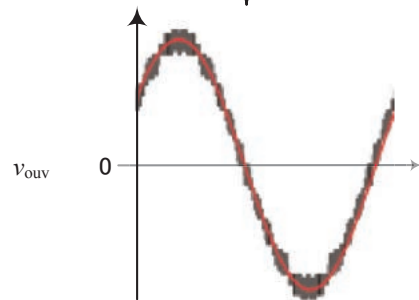
$$\mathbf{v}_s = \mathbf{v}_H + \mathbf{v}_M + \mathbf{v}_L \dots\dots\dots (4)$$

のように各セル群の出力電圧ベクトルの和で表される。ここで、 v_s が出力できるベクトルが電圧ベクトル空間を隙間無く埋めるためには、各セル群の図4中の赤丸電圧ベクトルの大きさをそれぞれ V_{Hx} , V_{Mx} , V_{Lx} とすると、

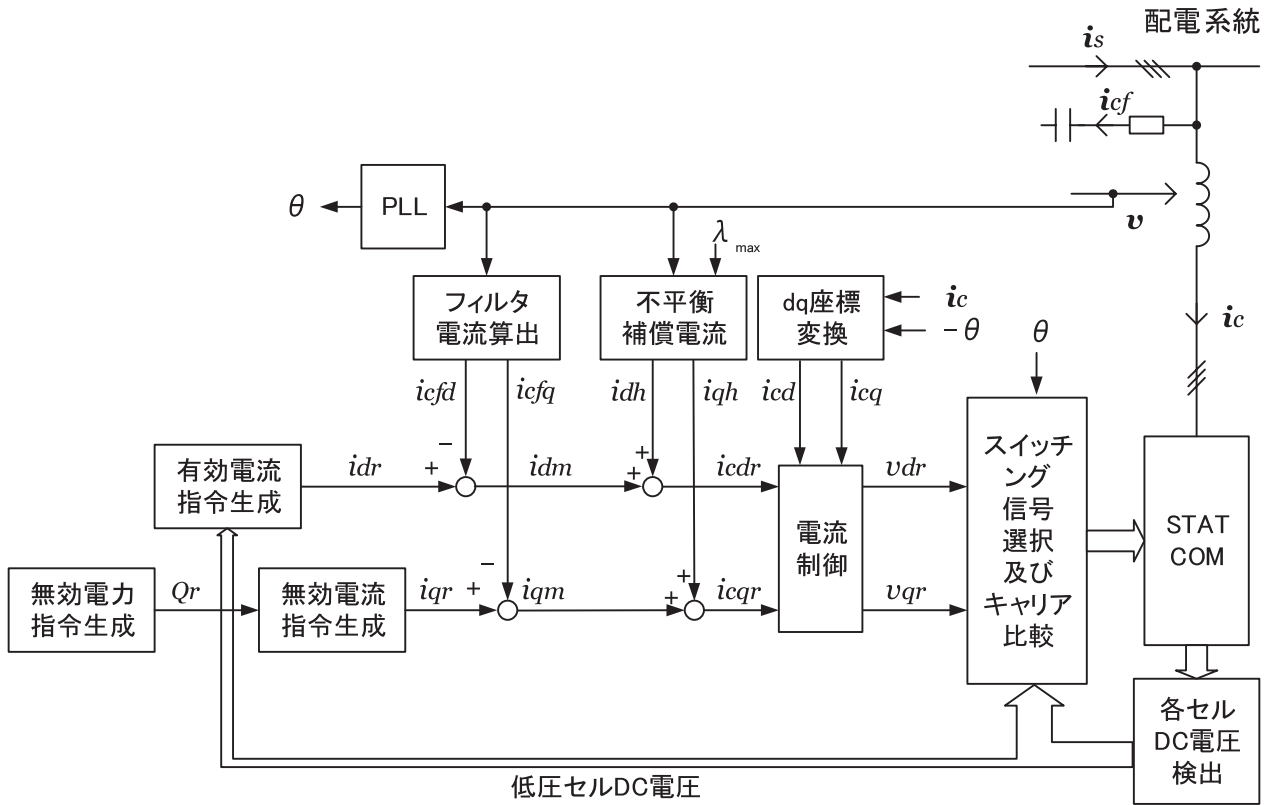
$$\begin{aligned} V_{Lx} + V_{Mx} &\geq \frac{1}{3}V_{Hx} \\ V_{Lx} &\geq \frac{1}{3}V_{Mx} \end{aligned} \dots\dots\dots (5)$$

の条件が必要となる。この時、 V_{Hx} , V_{Mx} , V_{Lx} はそれぞれ、

$$V_{Hx} = 2\sqrt{\frac{2}{3}}V_H, \quad V_{Mx} = 2\sqrt{\frac{2}{3}}V_M, \quad V_{Lx} = 2\sqrt{\frac{2}{3}}V_L \dots\dots\dots (6)$$



■ 図4 各セル群の電圧ベクトル
 (括弧内は左からU, V, W相セル出力電圧極性)
 Fig.4 Voltage vectors of each stage



■ 図5 全体制御ブロック図
Fig.5 Control block diagram

で表される。ここで、 V_H , V_M , V_L は各セル群のDC電圧である。従来方式2と同様に、 V_L を最小とするには式(5)の不等号を等号にすればよく、その場合の変換器最大出力電圧 V_{max} は

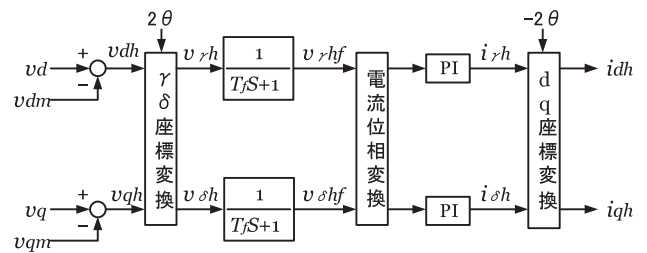
$$V_{max} = \sqrt{\left[\frac{\sqrt{3}}{2}(V_{Mx} + V_{Lx})\right]^2 + \left[\frac{1}{2}V_{Hx} + \frac{3}{2}(V_{Mx} + V_{Lx})\right]^2} \quad (7)$$

となる。なお、 V_{Hx} , V_{Mx} , V_{Lx} の関係によって、 V_{max} の式は異なる。よって、 V_{max} を6.6kVとすると各セル群のDC電圧はそれぞれ、 $V_H = 3883V$, $V_M = 970V$, $V_L = 324V$ となる。

よって、提案方式は従来方式2に比べて各セル群で最もDC電圧が低い V_L が小さくなるため、変換器出力電圧の高調波電圧が小さくなる。

4. 提案方式の制御法

図5に提案方式の全体制御ブロック図を示す。系統電圧 v を検出して、PLLにより系統電圧位相 θ を得る。系統電圧方向成分が有効成分であり、それと直交する成分が無効成分となる。有効および無効電流指令生成器出力(i_{dr} , i_{qr})から、STATCOM出力端のLRCフィルタ電流を補正する項(i_{cfd} , i_{cfq})と不平衡電圧を補償する項(i_{dh} , i_{qh})を補正した電流指



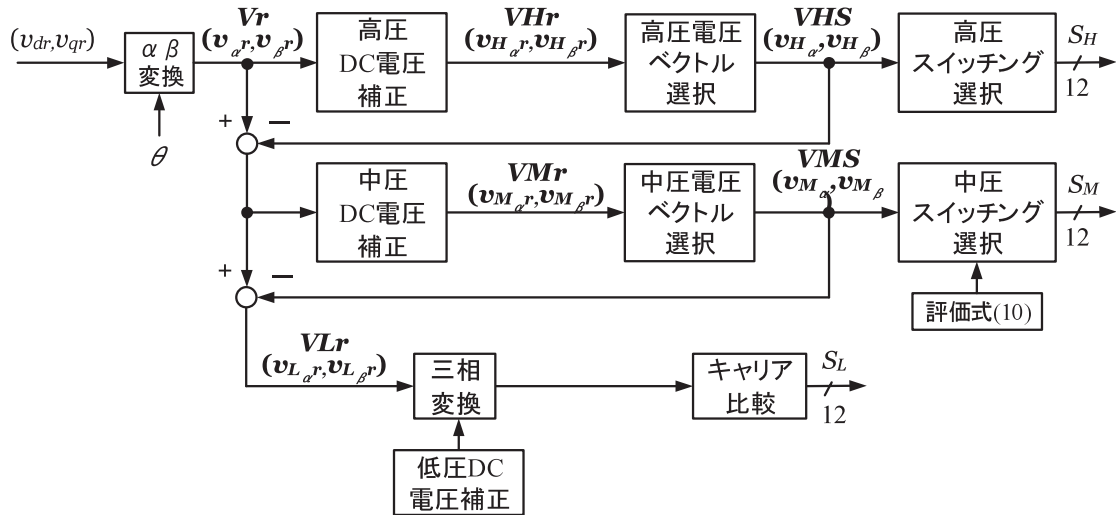
■ 図6 不平衡補償電流ブロック図
Fig.6 Control block diagram of current to compensate for the unbalanced

令にSTATCOM電流 i_c をdq座標変換して得られた各成分(i_{cd} , i_{cq})が追従するように、dq電圧指令(v_{cdr} , v_{cqr})を電流制御器が出力する。スイッチング信号選択およびキャリア比較器は、変換器全体(STATCOM)の出力電圧が電圧指令(v_{cdr} , v_{cqr})を静止座標に変換した電圧に一致するようにスイッチング信号選択とキャリア比較を行う。その際に各セルDC電圧が指令に追従するようにする。以下で、各ブロック図の詳細な説明を行う。

4.1 無効電流指令

無効電力制御として、以下の三つの制御モードがあり、要求に応じて制御モードは切り替えられる。

- (1) 固定出力モード
- (2) 系統電圧一定モード
- (3) 変電所側力率一定モード



■ 図7 スイッチング信号生成ブロック図
Fig.7 Control block diagram of switching signals

それぞれのモードにおいて、任意の無効電力、任意の系統電圧、任意の力率となるような無効電流指令となる。

4.2 有効電流指令

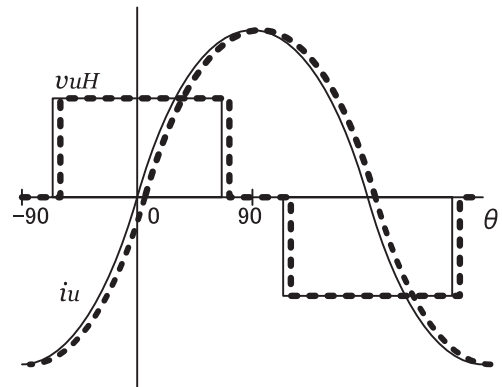
有効電流指令は、低圧セル群のDC電圧が指令値に追従するように、PI増幅して求められる。

4.3 不平衡補償電流

図6に不平衡補償電流生成器のブロック図を示す。不平衡補償電流生成器は、系統電圧の三相不平衡を抑制するために系統に接続される不平衡負荷を起因とする系統の不平衡電流成分を打ち消すような電流指令を生成する。

まず、系統電圧のdq成分 (v_d, v_q) から、それぞれの移動平均値 (v_{dm}, v_{qm}) を引くことで系統周波数の2倍の周波数で変動している系統の不平衡電圧成分 (v_{dh}, v_{qh}) が抽出される。それを逆方向に系統周波数で回転している $\gamma\delta$ 軸に変換することで、不平衡電圧成分を直流量にする。不平衡成分以外の高調波成分を除去するために時定数 T_f のフィルタをとおす。不平衡電圧成分 ($v_{\gamma hf}, v_{\delta hf}$) とそれを抑制するための不平衡補償電流成分 ($i_{\gamma h}, i_{\delta h}$) とは系統のインピーダンスに相当するだけの位相差があるので、その位相差を補正するために電流位相変換器で系統インピーダンスの位相相当だけ位相を進める。なお、前述の進み位相が、実際値と一致していなくてもPI増幅で自動的に補正されるので問題はない。その後、PI増幅で $\gamma\delta$ 座標上の電流成分 ($i_{\gamma h}, i_{\delta h}$) が得られる。それらを正方向に系統周波数で回転しているdq座標成分に変換して不平衡補償電流成分 (i_{dh}, i_{qh}) が生成される。

なお、不平衡補償電流によっては、各セルのDC電圧制御が困難となる場合があるので、無効電流指令等に応じた制限値で $i_{\gamma h}, i_{\delta h}$ は制限される。



■ 図8 U相高圧セル群の出力電圧とU相電流波形例
Fig.8 Example waveform of U-phase output current and output voltage of the High voltage cells

4.4 スイッチング信号およびキャリア比較器

4.4.1 電圧ベクトル選択

図7にスイッチング信号選択およびキャリア比較ブロック図を示す。まずdq軸の電圧指令 (v_{dr}, v_{qr}) を以下の式で静止座標である $\alpha\beta$ 軸に座標変換する。

$$\begin{aligned} v_{\alpha r} &= v_{dr} \cos \theta - v_{qr} \sin \theta \\ v_{\beta r} &= v_{dr} \sin \theta + v_{qr} \cos \theta \end{aligned} \quad \dots \dots \dots (8)$$

式(4)に示されるように、 $\alpha\beta$ 軸の電圧指令ベクトル v_r と高圧セル群の出力電圧ベクトル V_{HS} と中圧セル群の出力電圧ベクトル V_{MS} と低圧セル群の出力電圧ベクトル V_{Lr} のベクトル和を一致するようにすることで電圧指令どおりに出力できる。

各セル群のDC電圧補正器は、各DC電圧がそれぞれの指令値に追従するように電圧指令ベクトルを補正したベクトルや零相電圧を生成する。高圧や中圧の電圧ベクトル選択器では、入力である各電圧指令ベクトル (V_{Hr}, V_{Mr}) に対して、図4で示される19種類の電圧ベクトルから最も近い電圧ベクトルを選択する。高圧や中圧のスイッチング選択器は、選択された

各出力電圧ベクトル (V_{HS} , V_{MS}) に対応するスイッチング状態を選択して、高圧や中圧セル群のスイッチング信号を出力する。低圧電圧ベクトル V_{Lr} は、低圧電圧DC補正出力の零相電圧を使って各相の電圧指令となり、キャリア比較されて低圧セル群の各スイッチング信号となる。

4.4.2 各セル群のDC電圧制御

高圧セル群のDC電圧制御に係る電圧ベクトル補正について説明する。図8に、横軸を系統電圧位相 θ としてU相の高圧セルの出力電圧とSTATCOMのU相電流の波形例を示す。STATCOMはほとんど無効電流しか流さないことと、変換器出力電圧と系統電圧との位相差はほとんど0であることから、U相電流 i_u は原点をとる実線となり、U相電圧 v_{uH} は縦軸に線対称な実線となる。セルのコンデンサに流入する電力は $i_u \cdot v_{uH}$ なので、電源半周期の電力の積分値は0となり、コンデンサ電圧はリップルはあるものの増減しないことになる。つまり、例えばコンデンサ電圧が指令値よりも高すぎた場合は、図8の v_{uH} を破線のように少しずらせばよい。そうすると放電電力が充電電力よりも大きくなってコンデンサ電圧を減少させて指令に近づけることができる。一方、逆方向に電圧波形をずらすと、コンデンサ電圧を増加させることができる。

ここでは、高圧セル群の各相セルDC電圧とその指令値との偏差を ΔV_{Hu} , ΔV_{Hv} , ΔV_{Hw} とすると、高圧補正電圧ベクトル (ΔV_{Ha} , ΔV_{Hp}) は以下の式で求めている。

$$\begin{aligned} \Delta V_{Ha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} K_H \left(\Delta V_{Hu} G_U - \frac{1}{2} \Delta V_{Hv} G_V - \frac{1}{2} \Delta V_{Hw} G_W \right) \\ \Delta V_{Hp} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\sqrt{3}}{2} K_H (\Delta V_{Hv} G_V - \Delta V_{Hw} G_W) \\ \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

ここで、 K_H は制御ゲイン、 G_U , G_V , G_W はSTATCOM電流 i_c の各相電流の単位正弦波である。

なお、不平衡補償電流を流した場合は、図8の破線で示されている電流波形がより原点からずれるため、式(9)の補正ベクトルだけでは不十分な場合がある。そのため、不平衡補償電流によって発生する各相電流の位相ずれ分だけ電圧指令ベクトルを回転させる補正も行っている。

次に、中圧セル群のDC電圧制御に係る補正について説明する。高圧セル群と同様に、中圧セル群の各相セルDC電圧とその指令値との偏差を ΔV_{Mu} , ΔV_{Mv} , ΔV_{Mw} とすると、中圧電圧補正ベクトル (ΔV_{Ma} , ΔV_{Mp}) は以下の式で求められる。

$$\begin{aligned} \Delta V_{Ma} &= \sqrt{\frac{2}{3}} K_M \left(\Delta V_{Mu} G_U - \frac{1}{2} \Delta V_{Mv} G_V - \frac{1}{2} \Delta V_{Mw} G_W \right) \\ \Delta V_{Mp} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\sqrt{3}}{2} K_M (\Delta V_{Mv} G_V - \Delta V_{Mw} G_W) \\ \dots\dots\dots (10) \end{aligned}$$

ここで、 K_M は制御ゲインである。

なお、不平衡補償電流を流した場合は、高圧セル群と同様に式(10)の補正ベクトルだけでは不十分な場合がある。ここで、高圧セルの場合は選択される可能性がないため触れなかったが、図4の零ベクトルを除く内部の6つの電圧ベクトルには2種類のスイッチング状態が存在する。それらの電圧ベクトルが選択された場合に、下記の評価関数が大きい方のスイッチング状態を選択する。

$$E = V_{uom} \Delta V_{Mu} G_U + V_{vom} \Delta V_{Mv} G_V + V_{wom} \Delta V_{Mw} G_W \dots\dots (11)$$

ここで V_{uom} , V_{vom} , V_{wom} は、選択されたスイッチング状態での中圧セル群の各相セル出力電圧である。つまり、DC電圧制御効果の最も高いスイッチング状態を選択することとなる。

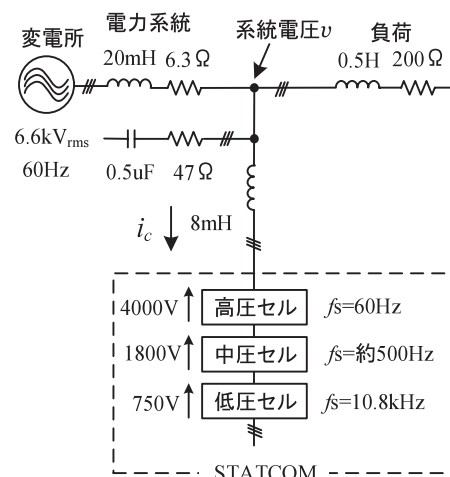
最後に、低圧セル群のDC電圧制御に係る補正について説明する。低圧セル群の各相セルDC電圧バランスを、各相電圧指令に零相電圧 v_z を加算することで制御している。低圧セル群の各相セルDC電圧とその指令値との偏差を ΔV_{Lu} , ΔV_{Lv} , ΔV_{Lw} とすると、零相電圧 v_z は、

$$v_z = K_z (\Delta V_{Lu} G_U + \Delta V_{Lv} G_V + \Delta V_{Lw} G_W) \dots\dots\dots (12)$$

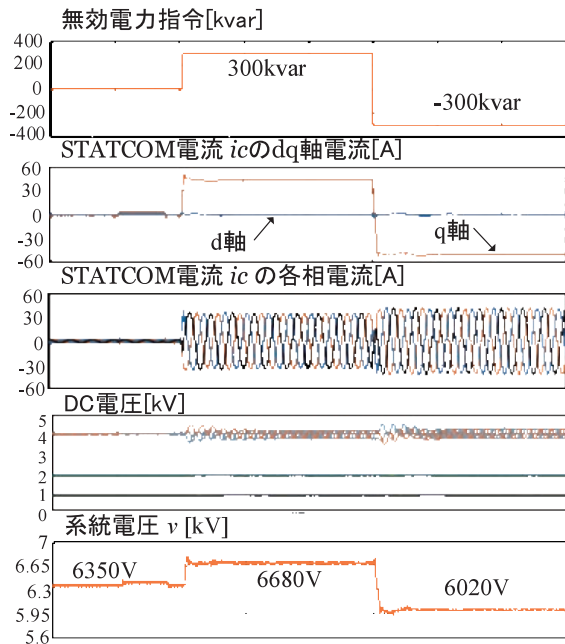
で求められる。ここで、 K_z は制御ゲインである。

5. シミュレーション結果

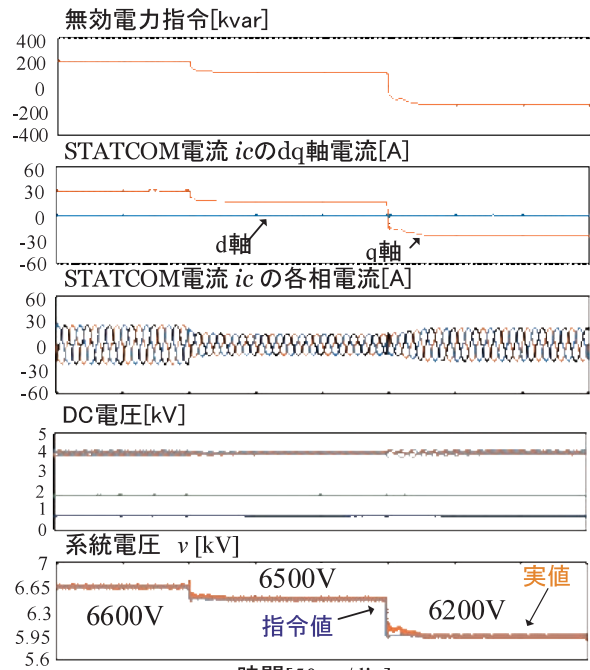
図9に基本的なシミュレーションの条件を示す。ここで、各セル群のDC電圧が3章で求めた値と異なる理由を説明す



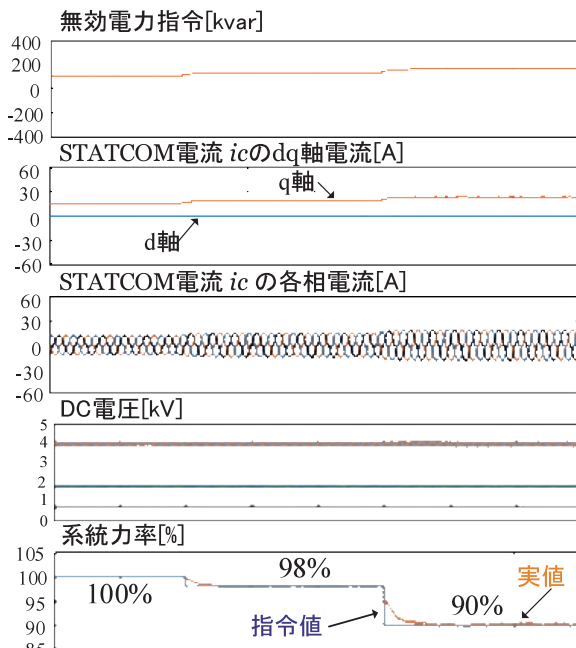
■ 図9 シミュレーション条件
Fig.9 Simulation conditions



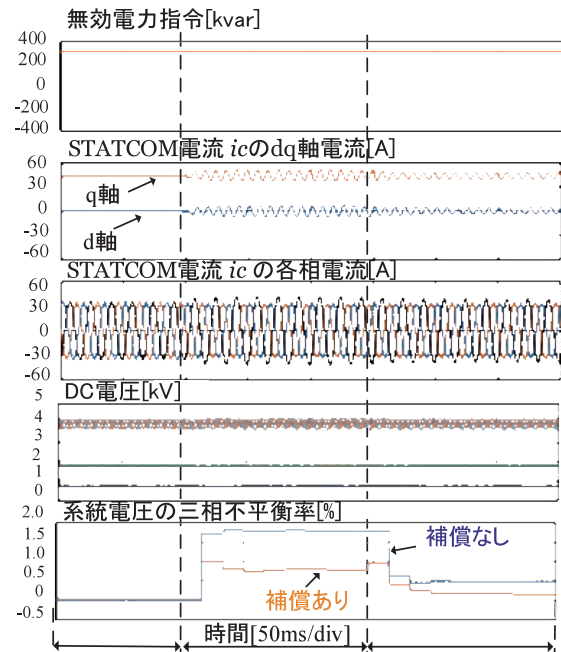
時間[50ms/div]
(a) 固定出力モード



時間[50ms/div]
(b) 系統電圧一定モード



時間[50ms/div]
(c) 変電所側力率一定モード



時間[50ms/div]
(d) 三相不平衡電圧補償(固定出力モード)

■ 図10 シミュレーション結果
Fig.10 Simulation results

る。高圧セル群は、6.5kV-IGBTを適用するとして、サージ電圧を考慮して耐圧の2/3の4400Vまでにリップル電圧も考慮して抑えるために $V_H = 4000V$ とした。また、中圧セル群と低圧セル群は、系統電圧変動 $\pm 10\%$ とリアクトル電圧降下分を考慮した V_{max} と(4)、(5)式を満たす値に決める必要がある。また、前述の4.3節でも示したように不平衡を補償しようとする、低圧セル群の電圧指令が不平衡となり、過変

調を起こす。そのため、低圧セル群の変調率に対して、ある程度の電圧余裕が必要であることより決めている。

なお、 f_s は各セル群のスイッチング周波数を表しており、中圧セル群のスイッチング周波数は、動作条件によって変動するため500Hz程度と表記している。

図10(a)にシミュレーション結果を示す。条件として、無効電力指令 Q_r を0 kvar \rightarrow 300kvar \rightarrow -300kvarのように変

化させている。その結果、任意で設定した無効電力指令 Q_r に応じたdq軸のSTATCOM電流 i_d, i_q が出力されていることが確認できる。また、無効電力指令 Q_r を可変させてもSTATCOM内の各セル群の各相セルDC電圧は、系統1周期の平均電圧では指令値どおりに一定である。今回の条件の最大無効電力範囲が $Q_{max} = \pm 300 \text{ kVar}$ 時には、系統電圧を約 $\pm 300 \text{ V}$ 程度可変可能であることを確認した。

図10(b)に系統電圧一定モードでのシミュレーション結果を示す。条件として、系統電圧指令を $6600 \text{ V} \rightarrow 6500 \text{ V} \rightarrow 6200 \text{ V}$ のように変化させている。その結果、指令値どおりに系統電圧が制御されていることが確認できる。

図10(c)に力率一定モードでのシミュレーション結果を示す。条件として、力率指令を $100\% \rightarrow 98\% \rightarrow 90\%$ のように変化させている。その結果、指令値どおりの力率となっていることが確認できる。

図10(d)に固定出力モード時での不平衡補償動作についてのシミュレーション結果を示す。不平衡補償動作は、制御モードに関係なく可能であるが、ここでは、固定出力モードでの場合としている。条件として、負荷のVW間にRL直列回路を不平衡負荷として挿入している。この不平衡負荷をそれぞれ R_x, L_x として $R_x = 0 \Omega, L_x = 0 \text{ H}$ (不平衡負荷なし) $\rightarrow R_x = 500 \Omega, L_x = 0.5 \text{ H}$ (不平衡負荷A) $\rightarrow R_x = 2000 \Omega, L_x = 0.5 \text{ H}$ (不平衡負荷B)のように不平衡負荷を変更させている。ここで、無効電力指令 Q_r は 300 kvar である。不平衡補償動作させることで系統電圧の三相不平衡率 v_{un} が減少していることが確認できる。なお、 v_{un} は、系統1周期ごとの系統1周期における系統電圧の逆相分の積算値 V_{nsum} に対する正相分の積算値 V_{psum} の割合である。不平衡負荷Bのとき、三相不平衡率が0付近まで減少しないのは、不平衡補償電流の制限によるものである。

6. むすび

出力電圧制御に電圧ベクトル選択方式を適用したトランスレスSTATCOMが提案された。提案方式を用いることにより、低圧セルのDC電圧を低く抑えることが可能であることから、スイッチング周波数を上げることなく出力電圧の高調波電圧を低減できることが示された。

また各セル群の電圧ベクトルを示し、不平衡電圧補償も考慮した電流制御と各セルのDC電圧制御を行うべく、それら電圧ベクトルの選択方法が示された。

そして、制御の妥当性がシミュレーションで確認された。

参考文献

- [1] 高杉 和郎, 渡辺 雅浩, 他:「新制御自励式SVCの適用による配電系統安定化技術」日立評論, Vol.82 No.4, pp.27-30
- [2] 菊間 俊明, 高崎 昌洋:「Y結線モジュラーマルチレベル変換器における系統電圧不平衡補償方式」電気学会論文誌D, Vol.132, No.12, pp.1159-1166 (2012)
- [3] 張 龍, 飯島 竜司, 他:「モジュラー・マルチレベル構成トランスレスSTATCOMのコンデンサの小型化に関する検討」平成28年電気学会全国大会, No. 4-156, pp.262-263 (2016)
- [4] 佐野 憲一郎, 高橋 昌洋:特開2012-175848号公報2012.9.10)
- [5] 見山 裕史, 中沢 洋介, 他:「SiC適用6.6kVトランスレスSTATCOMの制御法とフィールド検証」平成25年度電気学会産業応用部門大会, No. 1-93, pp.I-381-I-384 (2013)
- [6] 見山 裕史, 新井 卓郎, 他:「カスケードSTATCOMの1パルス制御におけるコンデンサ電圧リプル補償制御」平成28年度電気学会全国大会, No. 4-060, pp.99-100 (2016)

執筆者略歴



唐木 隆行

2015年入社。現在、研究所に所属。
主に電力変換器の研究開発に従事。
電気学会会員。



大森 洋一

1987年入社。現在、研究所に所属。
主に電力変換器の研究開発に従事。
電気学会会員。



今柳田 明夫

1968年入社。現在、研究所兼事業開発部に所属。主に電力変換器の研究開発に従事。
電気学会上級会員、自動車技術会会員。