

# PM モータの V/f 制御をベースとした三相系統連系インバータの電力応答解析と実機検証

学生員 西川 滉大 正員 渡辺 大貴 上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## Verification and Power Response Analysis of Three-phase Grid-tied Inverters based on V/f control

Kodai Nishikawa, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh, Senior Member (Nagaoka University of Technology)

The paper discusses a V/f control for a grid-tied inverter. The V/f control is used to a speed control for permanent magnet synchronous motors (PMSM). The V/f control achieves a grid-tied operation because there are equivalences of the equivalent circuit of the grid connection and a PMSM. In addition, the V/f control has an inertia-support capability without a virtual synchronous generator (VSG) model. In this paper, a control response of the V/f control is analyzed for comparison with a VSG control. The experimental results are demonstrated with the 2-kW inverter for the verification of the control response.

キーワード：連系インバータ，三相インバータ，仮想同期電動機，V/f 制御

Keywords：grid-tied inverter, three-phase inverter, virtual synchronous generator, V/f control

### 1. はじめに

近年，再生可能エネルギーの導入拡大により太陽光発電や風力発電に適用される系統連系インバータの利用が拡大している。一方で，系統の電源構成において同期発電機が占める割合が低下することにより，これまで同期発電機が供給していた系統慣性が低下する。系統慣性が低下すると，電力の需給バランスが崩れた場合に系統周波数の変動が増加するため再生可能エネルギーのさらなる導入拡大における課題となっている。上記の課題の解決策として，仮想同期発電機(VSG)制御が研究されている<sup>(1)-(5)</sup>。VSG 制御ではインバータに対して制御的に同期発電機の慣性を持たせることで系統慣性低下を抑制することができる。特に電圧制御を用いた制御は系統形成が可能な GFM(Grid-Forming Inverter)と呼ばれる。一方，VSG 制御では同期発電機をプラントモデル化することにより制御を行うため，様々なモデル化手法によって制御が複雑化する課題がある。

一方，電圧制御による同期電動機の技術として永久磁石同期電動機(PMSM)の V/f 制御がある<sup>(6)-(10)</sup>。PMSM の等価回路は，回路要素として電機子抵抗，同期リアクタンス，誘導起電力の直列接続として表すことができる。この構成を系統連系と比較すると，電機子抵抗は配線および連系インダクタの抵抗，同期リアクタンスは連系インダクタンス，速度起電力は系統電圧に対応する。そのため，制御器上において PMSM と電力系統の制御は等価と考えることができ

る。従って，PMSM 制御と系統連系制御の等価性から，発電機動作している PMSM の V/f 制御を系統連系に適用すると，VSG と同様に電圧制御による系統連系が実現できる。これにより，同期発電機のプラントモデルを使用することなく従来の PM モータ制御を用いた系統連系による慣性サポートが可能になる。

そこで本論文では，三相連系インバータの V/f 制御を提案する。提案法に用いる V/f 制御の原理は，PMSM において提案されている安定化制御と無効電力最小化に基づく高効率制御を付加した V/f 制御<sup>(10)</sup>を元としている。しかし，基本的に系統周波数は一定であるため，速度制御である V/f 制御を適用するには工夫が必要である。そこで V/f 制御に有効電力制御器を導入し，速度指令値により有効電力を制御する。提案法と VSG 制御による系統連系動作の違いを明確化するため，出力電力に対する目標値応答および外乱応答について解析を行う。実機検証にて解析結果の妥当性および提案法による出力電力制御の有用性について確認する。

### 2. V/f 制御をベースとした系統連系制御

〈2・1〉 V/f 制御による三相系統連系インバータ 図 1 に V/f 制御をベースとした系統連系の制御ブロック図を示す。V/f 制御をベースとした系統連系制御は有効電力制御，安定化制御，高効率制御により構成される。有効電力制御では，出力電力指令  $P_{command}$  と出力電力  $P_{out}$  との偏差から V/f 制御の入力となる周波数指令  $\omega_{mv}$  を生成する。従来の

VSG 制御では、慣性を模擬するために動揺方程式をベースとした有効電力制御がよく行われている。一方提案法では、従来の V/f 制御から系統連系制御へと変更が容易な電力制御器として比例制御器を用いる。安定化制御は、PM モータの V/f 制御において PM モータの慣性モーメントと電機子インダクタンスとの共振を制動する機能を有している。ただし、提案法の有効電力制御では VSG 制御のように慣性モーメントを模擬していないため共振制動の必要がない。そこで提案法では、安定化制御に含まれる HPF と比例ゲインを適切に設計することで慣性の模擬を行う。今回、HPF には 1 次フィルタを適用した。高効率制御は、PM モータの  $i_d=0$  制御によってトルク/電流比を向上させる機能を有している。提案法では、 $i_d=0$  制御を系統連系へ適用することで無効電力ゼロ制御として作用する。

図 2 に提案法を適用する三相連系インバータの回路図を示す。インバータ-系統間の連系インピーダンスは連系インダクタンス  $L$  と配線抵抗  $R$  の直列接続とする。このとき、連系インピーダンスは連系インダクタンス  $L$  が支配的であると仮定すると有効電力および無効電力はそれぞれ(1)式、(2)式となる。

$$P_{out} = \frac{|V_{conv}| |V_{grid}| \sin \delta}{2\omega_g L} \dots\dots\dots (1)$$

$$Q_{out} = \frac{|V_{conv}| |V_{grid}| \cos \delta - |V_{grid}|^2}{2\omega_g L} \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 $P_{out}$  は出力有効電力、 $Q_{out}$  は出力無効電力、 $V_{conv}$  はインバータ出力電圧ベクトル、 $V_{grid}$  は系統電圧ベクトル、 $\delta$  はインバータ出力電圧ベクトルと系統電圧ベクトルの位相差、 $\omega_g$  は系統角周波数である。

〈2.2〉 有効電力の目標値応答特性 提案法の V/f 制御パラメータを設計するために有効電力の目標値応答および外乱応答について検討する。制御パラメータは各応答を線形二次近似することで設計を行う。

図 3 に有効電力について線形二次近似した V/f 制御のブロック図を示す。有効電力応答は以下の条件を仮定して線形二次近似を行った。

- (i)位相差  $\delta$  が十分小さい:  $\sin \delta \approx \delta, \cos \delta \approx 1$
- (ii)dq 軸干渉の影響が十分小さい:  $I_q \approx V_d / \omega_g L$
- (iii)インバータ出力電圧ベクトルと系統電圧ベクトルの大きさがほとんど等しい:  $|V_{conv}| \approx |V_{grid}|$
- (iv)dq 軸と  $\gamma\delta$  軸の差による影響が十分小さい:  
 $V_d \approx V_\gamma, V_q \approx V_\delta, I_d \approx I_\gamma, I_q \approx I_\delta$
- (v)インバータ出力周波数が系統周波数とほとんど等しい:  
 $\omega_{inv} \approx \omega_g$

線形二次近似された有効電力の目標値応答は(3)式となる。

$$\frac{P_{out}(s)}{P_{command}^*(s)} = \frac{s\omega_n/k_\omega + \omega_n^2}{s^2 + s2\zeta\omega_n + \omega_n^2} \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 $\omega_n$  は固有角周波数、 $\zeta$  は減衰係数、 $k_\omega$  は固有角周波数  $\omega_n$  と安定化制御の HPF カットオフ周波数  $\omega_{stab}$  から(4)式によって定義される周波数比である。

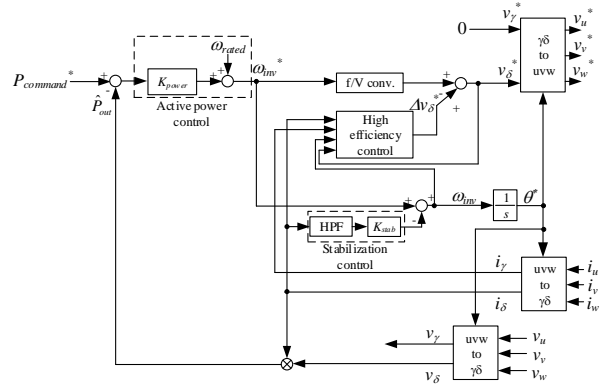


Fig. 1. The control diagram of the proposed V/f control for the grid-connection system.

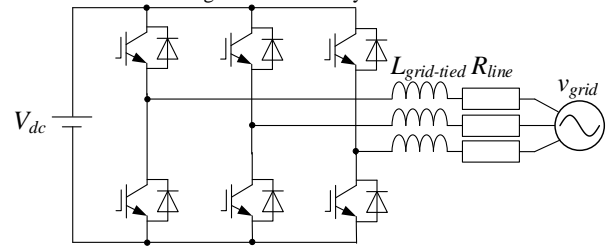


Fig. 2. The diagram of a three-phase grid-tied inverter.

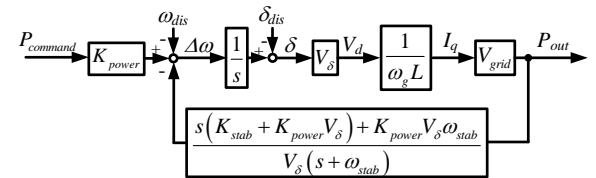


Fig. 3. The block diagram of second-order approximated response of the output active power with the proposed V/f control.

$$k_\omega = \frac{\omega_{stab}}{\omega_n} \dots\dots\dots (4)$$

安定化制御の HPF カットオフ周波数  $\omega_{stab}$  は周波数比  $k_\omega$  と固有各周波数  $\omega_n$  により決定する。(3)式の固有角周波数および減衰係数は(5),(6)式となる。

$$\omega_n = \omega_{stab} / k_\omega \dots\dots\dots (5)$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \left( k_\omega + \frac{1}{k_\omega} \right) + \frac{K_{stab} V_{grid}}{2\omega_n \omega_g L} \dots\dots\dots (6)$$

ここで、 $K_{stab}$  は安定化制御の比例ゲイン、 $V_{grid}$  は系統電圧実効値である。また、安定化制御の比例ゲイン  $K_{stab}$  は(6)式を変形して(7)式で与えられる。

$$K_{stab} = \left\{ 2\zeta - \left( k_\omega + \frac{1}{k_\omega} \right) \right\} \frac{\omega_n \omega_g L}{V_{grid}} \dots\dots\dots (7)$$

また出力電力制御の比例ゲイン  $K_{power}$  は(8)式で与えられる。

$$K_{power} = \frac{\omega_n \omega_g L}{k_\omega V_{grid}^2} \dots\dots\dots (8)$$

(4)式、(7)式および(8)式より、提案法の制御パラメータとなる出力電力制御の比例ゲイン  $K_{power}$ 、安定化制御の比例ゲイン  $K_{stab}$  および安定化制御の HPF カットオフ周波数  $\omega_{stab}$  は、(3)式に示す固有角周波数  $\omega_n$ 、減衰係数  $\zeta$ 、周波数比  $k_\omega$  と回路パラメータによって設計できる。また、(3)式の目標値応答は電力指令値に極零相殺フィルタを追加することで二次標準形応答に設計可能である。提案法での極零相殺フィルタ  $F(s)$  は(9)式となる。

$$F(s) = \frac{\omega_n^2}{s\omega_n/k_\omega + \omega_n^2} \dots\dots\dots (9)$$

図4に動揺方程式をベースにしたVSG制御の制御ブロック図を示す<sup>(4)</sup>。図4の有効電力制御器は仮想慣性モーメント  $J$  による慣性模擬と制動係数  $D$  による共振制動により構成されている。これによって、有効電力制御と系統慣性サポートを実現している。

図5に図4のVSG制御を有効電力について線形二次近似したVSG制御のブロック図を示す。近似は図3と同じ条件で行った。図5の有効電力の目標値応答は二次標準形となり、(10)式で得られる。

$$\frac{P_{out}(s)}{P_{command}^*(s)} = \frac{\omega_{mvsg}^2}{s^2 + s2\zeta_{vsg}\omega_{mvsg} + \omega_{mvsg}^2} \dots\dots\dots (10)$$

ここで、 $\omega_{mvsg}$  はVSG制御の固有角周波数、 $\zeta_{vsg}$  はVSG制御の減衰係数である。(10)式の固有角周波数と減衰係数はそれぞれ(11)式、(12)式となる。

$$\omega_{mvsg} = \frac{V_{grid}}{\omega_g \sqrt{JL}} \dots\dots\dots (11)$$

$$\zeta_{vsg} = \frac{D}{2V_{grid}} \sqrt{\frac{L}{J}} \dots\dots\dots (12)$$

(11)式および(12)式より、提案法の固有角周波数  $\omega_n$  と減衰係数  $\zeta$  はVSG制御の仮想慣性モーメント  $J$  と制動係数  $D$  を用いて設計できる。

**〈2・3〉有効電力の外乱応答** 安定化制御のHPFカットオフ周波数  $\omega_{stab}$  を設計するには周波数比  $k_\omega$  を決める必要がある。ここでは、周波数比  $k_\omega$  の設計指針を検討するために提案法の外乱応答について検討する。今回は、出力有効電力への外乱となる位相差  $\delta$  の外乱  $\delta_{dis}$  および系統周波数  $\omega_g$  の外乱  $\omega_{dis}$  について考える。ここで、位相外乱  $\delta_{dis}$  は系統位相の瞬時変動やPLLの位相推定誤差、系統周波数外乱  $\omega_{dis}$  は系統周波数変動に相当する。図3より、線形二次近似した位相外乱および系統周波数外乱から出力有効電力への伝達関数はそれぞれ(13)式および(14)式となる。

$$\frac{P_{out}(s)}{\delta_{dis}(s)} = \frac{-V_{grid}^2}{\omega_g L} \frac{s^2 + sk_\omega \omega_n}{s^2 + s2\zeta \omega_n + \omega_n^2} \dots\dots\dots (13)$$

$$\frac{P_{out}(s)}{\omega_{dis}(s)} = \frac{-V_{grid}^2}{\omega_g L} \frac{s + k_\omega \omega_n}{s^2 + s2\zeta \omega_n + \omega_n^2} \dots\dots\dots (14)$$

同様に図5よりVSG制御についても線形二次近似した外乱応答を求めるとそれぞれ(15)式、(16)式となる。

$$\frac{P_{out}(s)}{\delta_{dis}(s)} = \frac{-V_{grid}^2}{\omega_g L} \frac{s^2 + s2\zeta_{vsg} \omega_{mvsg}}{s^2 + s2\zeta_{vsg} \omega_{mvsg} + \omega_{mvsg}^2} \dots\dots\dots (15)$$

$$\frac{P_{out}(s)}{\omega_{dis}(s)} = \frac{-V_{grid}^2}{\omega_g L} \frac{s + 2\zeta_{vsg} \omega_{mvsg}}{s^2 + s2\zeta_{vsg} \omega_n + \omega_n^2} \dots\dots\dots (16)$$

(13)式と(15)式および(14)式と(16)式との比較より、周波数比  $k_\omega$  を  $1/2\zeta$  と設計すると提案法の線形二次近似した外乱応答はVSG制御と同様となるのがわかる。

**〈2・4〉無効電力応答** 図6に高効率制御のブロック図を示す。PMモータではトルク/電流比を最小化するために  $i_d = 0$  に制御を行う。V/f制御は電流制御系がないため、 $i_d = 0$

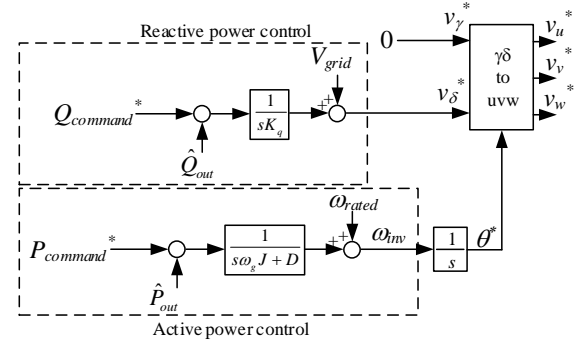


Fig. 4. The control diagram of swing equation-based VSG control.

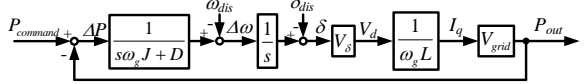


Fig. 5. The block diagram of second-order approximated response of the output active power with the VSG control.

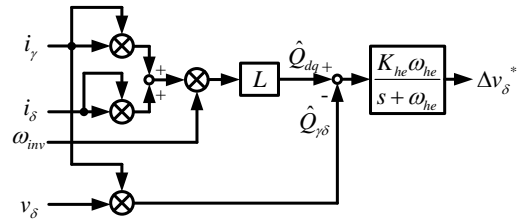


Fig. 6. The control diagram of the high efficiency control.

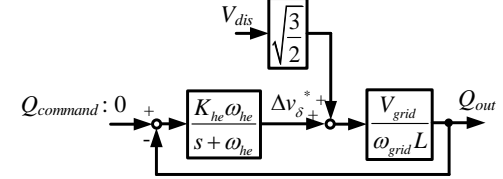


Fig. 7. The block diagram of second-order approximated response of the output reactive power with the proposed V/f control.

制御は無効電流を用いて間接的に達成する。dq座標上での無効電力  $Q_{dq}$  は(17)式で与えられる。

$$Q_{dq} = v_q i_d - v_d i_q \dots\dots\dots (17)$$

(17)式より、 $i_d = 0$  が達成されているときの無効電力は(18)式で表される。

$$Q_{dq} = \omega \{ L(i_d^2 + i_q^2) + \psi_m i_d \} \dots\dots\dots (18)$$

定常状態において、無効電力は電圧方程式より示すことができ、(19)式となる。

$$Q_{dq} = \omega L i_q^2 = \omega L I^2 \dots\dots\dots (19)$$

また、 $\gamma\delta$ 座標軸での無効電力  $Q_{\gamma\delta}$  は以下の(20)式のように表すことができる。

$$Q_{\gamma\delta} = v_\delta i_\gamma \dots\dots\dots (20)$$

これらによって、 $i_d = 0$  を達成するために必要な条件は(21)式となる。

$$\omega L (i_d^2 + i_q^2) = v_\delta i_\gamma \dots\dots\dots (21)$$

図7に無効電力について線形一次近似したV/f制御の制御ブロック図を示す。ここでの線形近似条件は図3と同様である。無効電力の指令値はゼロであるため、無効電力については外乱応答のみ検討する。ここでは、無効電力への外乱として系統電圧実効値  $V_{grid}$  の基準電圧値から偏差  $V_{dis}$  を

考える。図7より、電圧外乱から出力無効電力への伝達関数は(22)式となる。

$$\frac{Q_{out}(s)}{V_{dis}(s)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_{grid}}{s\omega_g L + \omega_{he}\omega_g L + K_{he}\omega_{he}V_{grid}} \dots\dots\dots (22)$$

ここで、 $K_{he}$ は高効率制御の比例ゲイン、 $\omega_{he}$ は高効率制御LPFカットオフ周波数である。ここで、定常偏差について考えると、(22)式と最終値の定理より(23)式が得られる。

$$\lim_{t \rightarrow \infty} Q(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_{grid}V_{dis}\omega_{he}}{\omega_{he}\omega_g L + K_{he}\omega_{he}V_{grid}} \dots\dots\dots (23)$$

高効率制御の制御パラメータの設計について考えると、高効率制御と有効電力制御との干渉や避けるため、LPFカットオフ周波数 $\omega_{he}$ は目標値応答の固有角周波数 $\omega_n$ に対して十分小さな値に設定する。また、高効率制御の比例ゲイン $K_{he}$ は(23)式より無効電力の定常偏差が定格電力 $P_{rated}$ に対して十分小さな値となるように設定する。

### 3. 提案法と従来のVSG制御との違い

表1に応答特性解析および回路シミュレーションに使用したパラメータについて示す。また、インバータ出力電圧実効値となる $\delta$ 軸電圧指令 $V_{\delta}$ は系統電圧実効値 $V_{grid}$ で一定とした。

図8に周波数比 $k_{\omega}$ を変化させた際の線形二次近似された提案法の目標値応答(3)式、外乱応答(13)式、(14)式およびVSG制御の目標値応答(10)式、外乱応答(15)式、(16)式について極-零点プロットを示す。提案法とVSG制御の目標値応答および外乱応答の特性方程式は等しいため、全ての極は同一となっている。しかし提案法の目標値応答(3)式には分子に微分項があるため、周波数比 $k_{\omega}$ によって決まる零点を持つ。(3)式より零点は $-k_{\omega}\omega_n$ となり、 $k_{\omega}$ を大きくするほど零点が原点から離れるため、目標値応答は微分項の影響が小さくなり二次標準形応答に近づくことがわかる。また、周波数比 $k_{\omega}$ が $\zeta = \sqrt{2}/2$ であるとき、極と零点は実部が等しくなり最も距離が近くなる。外乱応答に着目すると、周波数比 $k_{\omega}$ と零点の特性は(3)式と同じ $-k_{\omega}\omega_n$ であることが確認できる。また、位相外乱応答である(13)式、(15)式では原点にも零点を持つ。提案法の外乱応答とVSG制御の外乱応答を比較すると、周波数比 $k_{\omega}$ が $\zeta = \sqrt{2}$ であるとき、それぞれの零点が一致するため外乱応答は同等となる。ここで、提案法の外乱応答(13)式および(14)式の分子に着目すると、周波数比 $k_{\omega}$ に比例する項があることから周波数比 $k_{\omega}$ を小さくするほど外乱の影響は低減する。以上から、提案法では周波数比 $k_{\omega}$ は減衰係数 $\zeta$ の2倍より小さく設計することで、VSG制御よりも外乱抑圧特性の向上が可能である。ただし、提案法の目標値応答(3)式より周波数比 $k_{\omega}$ を増加に伴い分子の微分項が増加するため、目標値応答ではオーバーシュート量が増加する。オーバーシュート量の低減が必要な場合は、(9)式に示す極零相殺フィルタを使用することで対策できる。

図9にシミュレーションでの周波数比 $k_{\omega}$ を変化させた際の提案法による出力有効電力ステップ応答を示す。有効電

Table 1. Circuit and control parameters.

DC voltage	$V_{DC}$	500 V
Grid voltage RMS	$V_{grid}$	200 V
Grid frequency	$f_{grid}$	50 Hz
Switching frequency	$f_{sw}$	10 kHz
Grid-tied inductance	$L$	12 mH
Line resistance (only used on a simulation)	$R$	0.1 $\Omega$
Natural frequency	$f_n$	1 Hz
Damping factor	$\zeta$	0.707
Ratio of frequency of stabilization control	$k_{\omega}$	0.707
Rated power	$P_{rated}$	2 kW
Proportional gain of high efficiency control	$K_{he}$	0.2
Cutoff frequency of high efficiency control	$f_{he}$	0.01 Hz

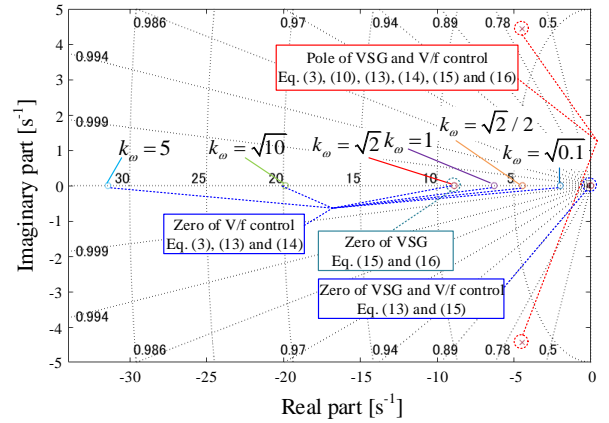


Fig. 8. Zero-pole plot of second-order approximated responses of proposed V/f control and VSG control.

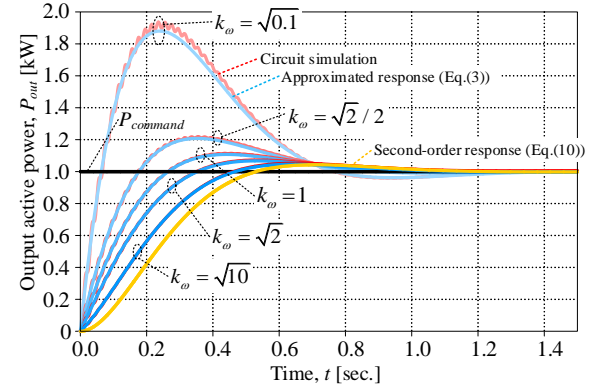


Fig. 9. Step response of output active power command with proposed V/f control.

力指令は時間0sで定格電力の0p.u.から0.5p.u.までステップ変化させている。図9より、線形二次近似された目標値応答は回路シミュレーション結果と同様の特性が得られることが確認できる。また、図9に示される通り、周波数比 $k_{\omega}$ が大きくなるほど応答は二次標準形に近づき、周波数比 $k_{\omega}$ が小さくなるほど立ち上がりが早くなりオーバーシュートも増加する特性が確認できる。

図10にシミュレーションでの位相外乱ステップ応答を示す。位相外乱は時間0sで0から0.01 radまでステップ変化させている。提案法の周波数比 $k_{\omega}$ を減衰係数 $\zeta$ の2倍より小

さく設計しているため、VSG 制御よりも外乱による影響がより早く減衰していることが確認できる。ここで、回路シミュレーション結果と比較すると、回路シミュレーション結果には系統周波数脈動が存在していることが確認できる。ここで、線形二次近似した提案法の位相外乱応答(13)に dq 軸干渉成分を追加した線形四次近似応答を行うと位相外乱応答は(24)式になる。

$$\frac{P_{out}(s)}{\delta_{dis}(s)} = \frac{-\omega_g LV_{grid}^2 (s^2 + s\omega_n/k_\omega)}{s^4 X_4 + s^3 X_3 + s^2 X_2 + sX_1 + X_0} \dots\dots\dots (24)$$

ここで、分母多項式の各項は(25)式となる。

$$\begin{aligned} X_4 &= L^2 \\ X_3 &= 2LR + \omega_n L^2 / k_\omega \\ X_2 &= \omega_g^2 L^2 + R^2 + 2\omega_n LR / k_\omega \\ X_1 &= \omega_g LV_{grid} (K_{stab} + K_{power} V_{grid}) + \omega_n / k_\omega (\omega_g^2 L^2 + R^2) \\ X_0 &= K_{power} \omega_g \omega_n LV_{grid}^2 / k_\omega \end{aligned} \dots\dots\dots (25)$$

(24)式と回路シミュレーション結果を比較すると、脈動成分の減衰特性に差が存在するものの最大振幅は再現できていることが確認できる。また、同様に提案法の目標値応答と周波数外乱応答についても線形四次近似を適用すると、それぞれ(26)式と(27)式になる。

$$\frac{P_{out}(s)}{P_{command}(s)} = \frac{K_{power} \omega_g LV_{grid}^2 (s + \omega_n/k_\omega)}{s^4 X_4 + s^3 X_3 + s^2 X_2 + sX_1 + X_0} \dots\dots\dots (26)$$

$$\frac{P_{out}(s)}{\omega_{dis}(s)} = \frac{-\omega_g LV_{grid}^2 (s + \omega_n/k_\omega)}{s^4 X_4 + s^3 X_3 + s^2 X_2 + sX_1 + X_0} \dots\dots\dots (27)$$

図 11 に図 3 の線形二次近似した提案法のブロック図に dq 軸干渉を追加した線形四次近似のブロック図を示す。周波数外乱は時間 0 s で 0 から -0.01 Hz までステップ変化させている。dq 軸干渉は、有効電流である q 軸電流に対して連系インダクタ電圧の d 軸成分が支配的であるとして d 軸電圧の影響のみ考慮した。

図 12 にシミュレーションでの周波数外乱ステップ応答を示す。図 11 の位相外乱応答と同様に、提案法では周波数比  $k_\omega$  を減衰係数  $\zeta$  の 2 倍より小さく設計しているため VSG 制御よりも外乱の影響を低減している。

以上より、提案法の応答特性では周波数比  $k_\omega$  の設計によって VSG 制御と同等の目標値応答と外乱応答の実現や、VSG 制御に対して外乱抑圧特性の向上や高速な立ち上がりを持つ目標値応答の実現が可能である。

#### 4. 実験結果

提案法による目標値応答および外乱応答の設計について、実機検証により妥当性の検証を行う。実験に使用するパラメータは 3 章と同様に表 1 に示すパラメータを使用する。ただし、表 1 のうち配線抵抗  $R$  は設計要素ではないため使用しない。また、インバータ出力電圧実効値となる  $\delta$  軸電圧指令  $V_{d\delta}$  は系統電圧実効値  $V_{grid}$  で一定とした。また、応答時間の評価には SW 成分による影響を除くため測定結果を 1 ms 周期で移動平均化した結果を使用した。またオーバーシュート量、外乱による出力変動量の評価には系統周波

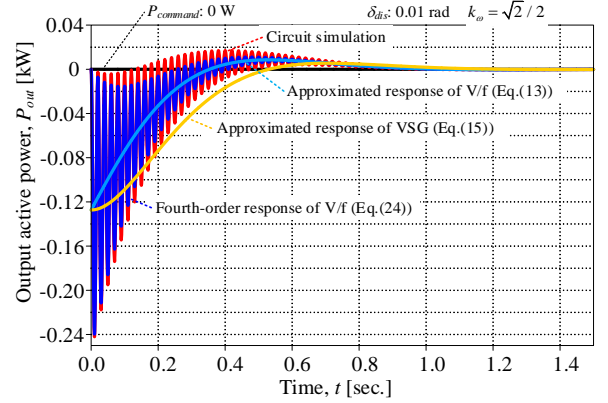


Fig. 10. Step response of voltage phase disturbance with proposed V/f control.

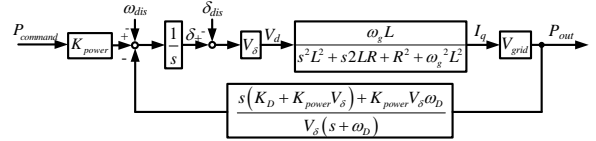


Fig. 11. The block diagram of fourth-order approximated response of the output active power with the proposed V/f control.

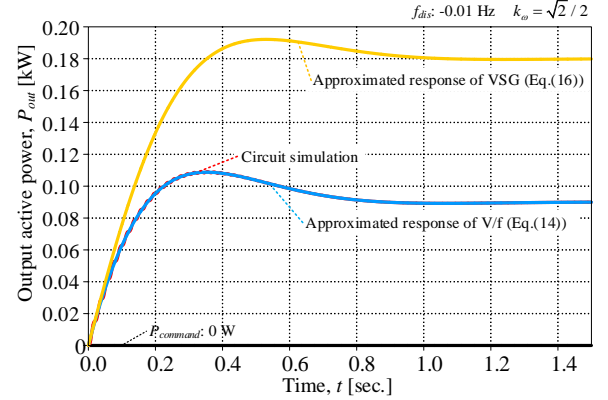


Fig. 12. Step response of voltage frequency disturbance with proposed V/f control.

数成分を 20 ms 周期で移動平均した結果を使用した。

図 13 に電力指令値を定格電力  $P_{rated}$  の 0.5p.u. から 1p.u. までステップ上に变化させた時の提案法による出力有効電力応答を示す。出力有効電力には偏差が生じており、0.5p.u. 出力時には 10% の誤差が生じている。これは、dq 軸と  $\gamma\delta$  軸間の差による影響だと推測する。出力有効電力が最大値まで達する立ち上がり時間は 390 ms であり、オーバーシュート量は 168 W である。これを(3)式の理論値と比較すると立ち上がり時間 353 ms に対し誤差 10.5%，オーバーシュート量 200 W に対し誤差 -16.0% である。応答誤差要因は、連系インダクタンスのノミナル誤差によるものと推測する。また、応答が設計より遅れていることとオーバーシュート量が低減していることより、ノミナル誤差は真値がノミナル値より大きい方向に生じていると推測する。出力有効電力には系統周波数成分の脈動が存在するが、これは連系インダクタンスの不均衡によるものと推測する。

図 14 に(9)式に示す極零相殺フィルタを使用した提案法の出力有効電力応答を示す。電力指令値は図 13 と同じ条件とした。このときの立ち上がり時間は 712 ms、オーバーシュート量は 38 W であり、(10)式の理論値である立ち上がり時

間 707 ms に対し誤差 0.7%, オーバーシュート量 43 W に対し誤差-11.6%である。

図 15 に提案法の外乱応答特性を示す。ここでは外乱として系統位相を 0.1 s 間で-0.1 rad だけランプ状に変化させた場合について確認する。ここで、外乱による電力変化量は最大 683 W であり (13)式, (14)式よりそれぞれの値を求めると理論最大変化量は 832 W で誤差-17.9%である。

図 16 に提案法の無効電力への外乱応答を示す。ここでは外乱として、系統相電圧振幅を 0.1 s 間で 15 V だけランプ状に変化させた場合について確認する。このときの無効電力変動量最大値は 538 var であり、定常偏差は 75 var である。

(22)式よりそれぞれの値を求めて比較すると、理論最大変化量は 716 var で誤差-24.9%, 理論定常偏差は 84 var で誤差-10.7%である。また出力無効電力には系統周波数成分の大きな脈動が存在するが、これは有効電力と同様に連系インダクタンスの不平衡によるものと推測する。

以上の結果より、提案法による実機検証では線形二次近似による応答から設計した制御パラメータによって所望の応答が得られることを確認した。

## 5. まとめ

本論文では、V/f 制御を適用した三相系統連系インバータについて提案した。提案法の目標値応答応答については線形二次近似によるパラメータの設計法を示した。応答時間について設計値と実験値では誤差 0.7~10.5%であることを確認した。今後は、V/f 制御による系統連系における外乱抑圧特性の向上法について検討を行う。

## 文 献

- (1) X. Xiong, C. Wu and F. Blaabjerg, "An improved Synchronization Stability Method of Virtual Synchronous Generators Based on Frequency Feedforward on Reactive Power Control Loop", IEEE Transactions on Power electronics, Vol. 36, No. 8, (2021)
- (2) Z. Shuai, C. Shen, X. Liu, Z. Li and J. Shen, "Transient Angle Stability of Virtual Synchronous Generators Using Lyapunov's Direct Method", IEEE Transactions on Smart Grid, Vol. 10, No. 4 pp. 4648-4661, (2019)
- (3) H. Cheng, Z. Shuai, C. Shen, X. Liu, Z. Li and J. Shen, "Transient Angle Stability of Paralleled Synchronous and Virtual Synchronous Generators in Islanded Microgrids", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 35, No. 8, pp. 8751-8765, (2020)
- (4) C. Li, Y. Yang, Y. Cao, A. Aleshina, J. Xu and F. Blaabjerg, "Grid Inertia and Damping Support Enabled by Proposed Virtual Inductance Control for Grid-Forming Virtual Synchronous Generator," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 38, no. 1, pp. 294-303, (2023).
- (5) O. Mo, S. D'Arco and J. A. Suul, "Evaluation of Virtual Synchronous Machines With Dynamic or Quasi-Stationary Machine Models," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 7, pp. 5952-5962, (2017).
- (6) J. Itoh, N. Nomura, and H. Ohsawa, "A comparison between V/f control and position-sensorless vector control for the permanent magnet synchronous motor", PCC2002, pp.1310-1315, (2002).
- (7) J. Itoh, T. Toi, M. Kato: "Maximum Torque per Ampere Control Using Hill Climbing Method Without Motor Parameters Based on V/f Control", 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16), No. DS3d-Topic 4-0283, (2016).
- (8) J. Itoh, T. Toi, K. Nishizawa: "Stabilization Method Using Equivalent Resistance Gain Based on V/f Control for IPMSM with Long Electrical

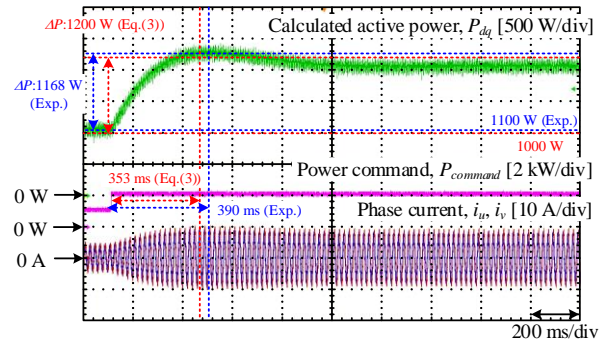


Fig. 13. Experimental results of output active power response of proposed V/f control.

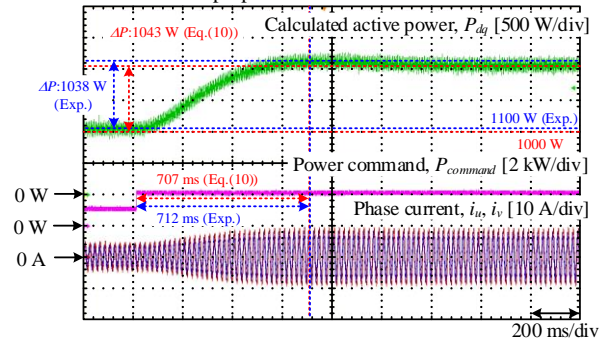


Fig. 14. Experimental results of output active power response of proposed V/f control with pole-zero cancellation.

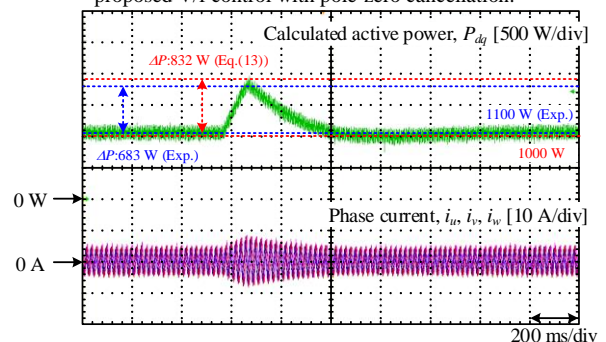


Fig. 15. Experimental results of output active power response of proposed V/f control.

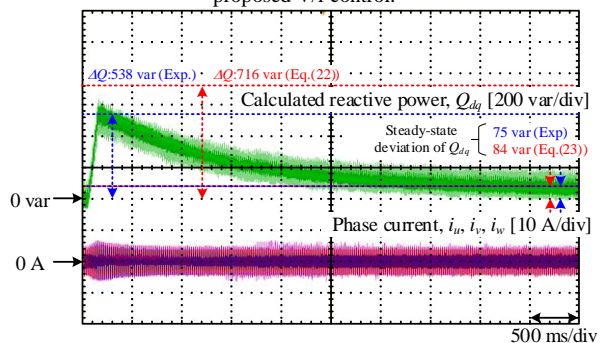


Fig. 16. Experimental results of output reactive power response of proposed V/f control.

Time Constant", The 2018 International Power Electronics Conference, No. 23E1-5, pp. 2229-2236, (2018).

- (9) J. Itoh, T. Toi, K. Nishizawa: "Stabilization Method for IPMSM with Long Electrical Time Constant Using Equivalent Resistance Gain Based on V/f Control", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 8, No. 4, pp. 592-599 (2019)
- (10) 伊東 淳一, 豊崎 次郎, 大沢 博, 『永久磁石同期電動機の V/f 制御の高性能化』, 電気学会論文誌D, 122 巻, 3 号, p. 253-259, (2002)