

発電機が接続されたときのUPS入力特性解析

奥井 芳明
Yoshiaki Okui

1. まえがき

情報通信社会において、コンピュータなどの重要な負荷に安定な電力を供給する必要性から無停電電源装置 (Uninterruptible Power Supply 以下、「UPS」と略記) の設置が普及してきている。さらに、商用電源の長時間にわたる停電に備え、非常用電源として UPS の入力に発電機が設置される。このような発電機と UPS の接続時に、まれに軸ねじれ共振現象 (Sub Synchronous Resonance 以下、「SSR」と略記) が発生し、問題となることがある。発電機は、発電機回転子とそれを回転させるための外部駆動機関と両者を接続するための軸によって構成されている。一般に、その発電機回転子と外部駆動機関の慣性は異なる。そのため、負荷が急変するような外乱発生時には、両者の回転速度差により軸にねじれ振動現象が発生する。場合によっては発振して、発電機回転子と外部駆動機関を接続している軸が破断することがある。このような、軸ねじれ振動現象で共振にまで至る現象が SSR である。また、外乱発生時の発電機出力は電圧変動や周波数変動を伴い、UPS はそのような変動を受けて定電力制御や位相制御される。SSR は、発電機回転子と外部駆動機関の慣性の違いだけでなく、このような UPS の制御と密接な関係を持つ⁽¹⁾⁻⁽²⁾。そこで今回は、UPS 側の入力特性について解析する。本論文では、SSR との関係を明らかにするために、以下の点について述べる。

- 1) UPS (整流器) の制御方法
- 2) ボード線図による UPS 入力特性解析
- 3) 波形シミュレーションおよび実験による検証

2. UPS (整流器) の制御方法

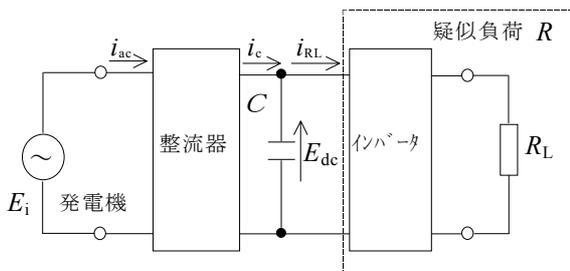


図1 UPS のモデル

発電機とUPSが接続されたときの構成例を図1に示した。

UPS の構成は多種にわたっているが、ここでは、最も実用例の多い電圧形の整流器およびインバータで構成されるダブルコンバージョンタイプのUPSを例にとって説明する。このようなダブルコンバージョンタイプのUPSの場合、発電機、整流器、インバータ、負荷が従属接続された構成となる。インバータの制御系は、商用周波数と同じ一定の周波数および一定の電圧を出力するように制御される。すなわち、負荷が一定ならば一定の電力を供給することになる。また、このインバータの制御系は瞬時電圧制御系が採用されていることから、負荷が急変するような過渡時においても出力電圧の変動は小さい。したがって、インバータの出力電力は、負荷変動後も、ただちに負荷に応じた電力が出力される。また、整流器の直流は一定電圧になるように整流器制御系が制御しており、さらに比較的大きな電解コンデンサが入っていることもあり、直流電圧はほぼ一定と見ることができる。そのため、整流器から見るとインバータは一定の電流源として見ることができる。今回のモデルでは、インバータ部を抵抗負荷 R とおき、そこに流れる電流 i_{RL} は一定とした。

次に、整流器の制御系について説明する。整流器制御系は、前述した直流電圧を一定にする機能の他に入力電流を正弦波にする機能もある。ところで、負荷急変時の発電機出力は電圧変動や周波数変動があると述べたが、電圧変動に関しては、整流器が定電力動作をするので整流器入力電流は整流器入力電圧（発電機出力電圧）に応じて変化することになる。この応答が遅れたりすると発電機と整流器の間の電力に脈動が発生することになる。また、周波数変動に関しても同様ながいえる。整流器の制御系にPLLを用いた場合、周波数変動にPLLが追従できないと発電機出力と整流器の同期信号の間に位相差が発生することになり、発電機と整流器の間の電力脈動が発生する。位相制御するような方式の整流器も同様である⁽³⁾。

以上のことは発電機出力電圧変動や周波数変動があった場合の整流器制御系を明らかにする必要があることを述べている。当社UPSの場合、整流器制御にPLLを用いないPWM制御方式の整流器のため周波数変動時に電力脈動が発生することはない。そこで、今回は解析を簡単にするためにも電圧変動時のみの制御特性について述べていく。まず、整流器の詳細な制御方法について説明する。図2に直流電圧指令値 E_{dc}^* に対する直流電圧 E_{dc} のブロック線図を示した。直流電圧 E_{dc} は一次遅れの要素(遅れ要素: T_d)を持って検出される。この検出信号はPID制御(比例要素: k_d 、積分要素: T_1 、微分要素: T_2)を行い、入力電流指令値を作成す

る。入力電流指令値は入力電流と比較され比例ゲイン k_i を介した後、PWM 制御することによって入力電流と直流出力電圧を制御している。ここで、コンデンサに流れる電流 i_c の変動分 Δi_c に着目すると、入力電圧の変動分 ΔE_i および制御信号の変動分 Δe_c とコンデンサ電流の変動分 Δi_c の関係は次式のように表すことができる。

$$\Delta i_c = \frac{\partial i_c}{\partial E_i} \Delta E_i + \frac{\partial i_c}{\partial e_c} \Delta e_c \quad \dots(1)$$

ここに、 ΔE_i : 入力電圧の変動分 [V]
 Δe_c : 制御信号(入力電流指令値)の変動分 [A]

また、コンデンサ電流 i_c は整流器部で PWM 制御され、次式のように表すことができる。

$$i_c = k E_i f(\theta) \quad \dots(2)$$

ここに、 $f(\theta)$: PWM 制御による点弧角 θ の関数
 ここで、制御信号の変化 Δe_c がある範囲内ではコンデンサ電流 i_c が直線的に変化するとすれば次式のように表される。

$$f(\theta) = A + B e_c \quad \dots(3)$$

したがって、式(2)は次式のように表すことができる。

$$i_c = k E_i (A + B e_c) \quad \dots(4)$$

よって、コンデンサ電流に Δi_c の変化が生じた場合は次式のように表される。

$$\begin{aligned} i_c + \Delta i_c &= k(E_i + \Delta E_i)(A + B(e_c + \Delta e_c)) \\ &= kE_i(A + B e_c) + k\Delta E_i(A + B e_c) + k(E_i + \Delta E_i)B e_c \end{aligned} \quad \dots(5)$$

コンデンサ電流の変動成分 Δi_c は、式(4)、(5)から次式のように表される。

$$\begin{aligned} \Delta i_c &= \frac{i_c}{E_i} \Delta E_i + kBE_i \Delta e_c + kB\Delta E_i \Delta e_c \\ &\cong \frac{i_c}{E_i} \Delta E_i + kBE_i \Delta e_c \end{aligned} \quad \dots(6)$$

上式における第 1 式の右辺第 3 項は、第 1 項および第 2 項と比較すると小さいため無視した。これにより、式(1)は、式(6)のように考えることができる。

図 2 における PWM 制御部では式(6)の関係が成り立っているため、入力電圧の変動分 ΔE_i に対する入力電流の変動分 Δi_{ac} のブロック線図は図 3 のようになる。同図は図 2 から変換されたものであり、次の条件の下で変換されている。

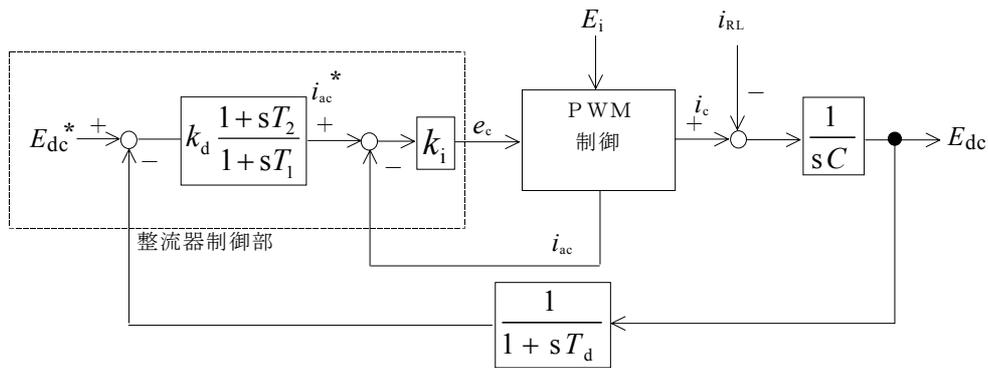


図 2 E_{dc}^* に対する E_{dc} のブロック線図

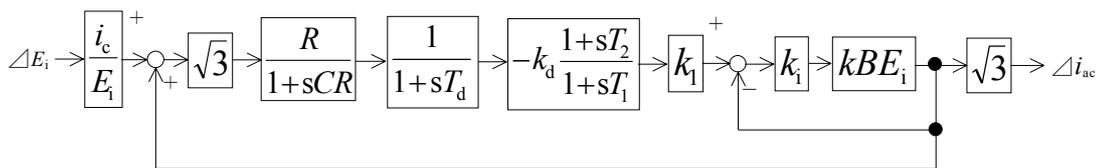


図 3 ΔE_i に対する Δi_{ac} のブロック線図

- インバータ部は電流源とみなしているため擬似負荷とおき、整流器負荷電流は直流コンデンサに抵抗 R を付加することによって得ている。
- 三相であることを考慮しているため、直流コンデンサ C に流れ込む電流 i_c は、入力電流 i_{ac} 一相あたりの $\sqrt{3}$ 倍の電流とした(各相の入力電流は、三相全波整流されて直流コンデンサに流れ込んでいる)。
- 三相であることを考慮しているため、直流電圧の誤差信号から一相あたりの入力電流指令値を作るときに次式の変換係数 k_1 を用いている。

$$k_1 = \frac{P}{\sqrt{3}E_i E_{dc}} \quad \dots(7)$$

ここに、 P :UPS の容量 [W]

- 入力電流はデットタイムなどの誤差を無視し、整流器の制御によって決定された入力電流指令値に追従しているものとしている。そのため入力電流指令値と入力電流は等しいものとしている。
- 入力電流は線電流で表している。制御部で作成されている入力電流指令値は相電流であるため、 $\sqrt{3}$ 倍することによって線電流へ変換している。

したがって、図 3 から入力電圧の変動分に対する入力電流の変動分の伝達関数を求めると次式のようになる。

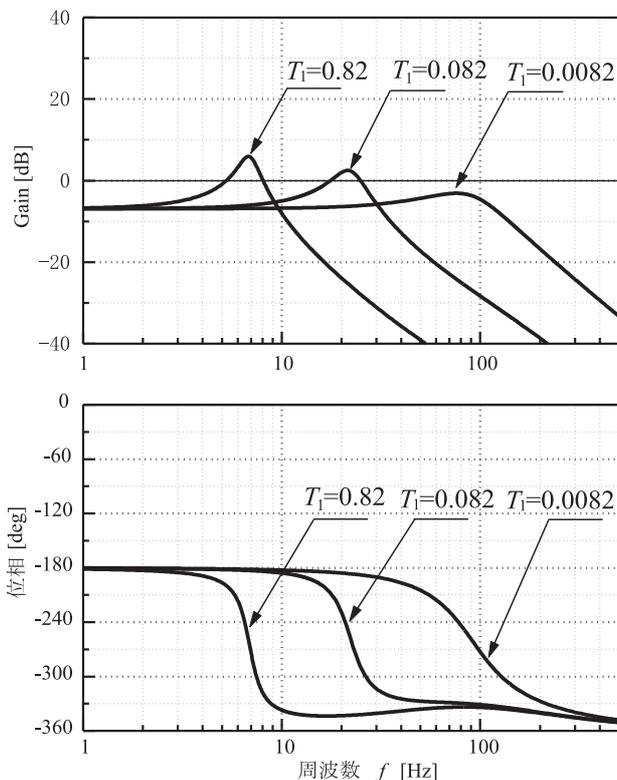


図 4 PID 制御の積分要素 T_1 を変化させたときの周波数特性

$$\frac{\Delta i_{ac}}{\Delta E_i} = \frac{-3(i_c / E_i)(sT_2 R k_d k_1 k_2 + R k_d k_1 k_2)}{CRT_d T_1 s^3 + (CRT_d + CRT_1 + T_1 T_d)s^2 + (CR + T_1 + T_d + \sqrt{3}T_2 R k_d k_1 k_2)s + \sqrt{3}R k_d k_1 k_2 + 1} \quad \dots(8)$$

ここに、 k_2 は次式としている。

$$k_2 = \frac{k k_i B E_i}{1 + k k_i B E_i} \quad \dots(9)$$

3. ボード線図による UPS 入力特性解析

式(8)を用いて、当社のダブルコンバージョンタイプ UPS (20[kVA]) のボード線図による特性解析をする。図 4 は PID 制御における積分要素 T_1 をパラメータとした場合の周波数特性である。図 5 は微分要素 T_2 をパラメータとしてプロットした場合の周波数特性である。図 6 は直流電圧検出の遅れ要素 T_d をパラメータとした場合である。また、表 1 には主回路および制御定数を示した。図 4 において、積分要素 T_1 が大きいほど低周波にピークが存在し、 Q も高くなる傾向となった。図 5 においては、微分要素 T_2 が大きい場合はピークが抑制され、ダンピング効果を持っていることがわかる。そのため、比較的小さい値になると Q が高くなる。また、図 6 のように直流電圧の検出に遅れ要素 T_d が含まれるほど Q が高くなる特性となった。つまり、積分要素 T_1 を変化することにより共振周波数を変化でき、微分要素 T_2 を大きくすることにより共振のピークを抑制できることがわかる。また、遅れ要素 T_d は振動系になる要素であることもわかる。

ここで、遅れ要素がなく、P 制御 ($T_1=0$ 、 $T_2=0$ 、 $T_d=0$) のみで制御した場合を考えてみると、式(8)は一次遅れ系となり振動は生じない。つまり、PID 制御や遅れ要素が振動現象の原因であることがわかる。しかしながら、P 制御にすると一般

表 1 主回路及び制御部の各パラメータ

パラメータ	記号	数値	[単位]
直流コンデンサ	C	24,600	[μ F]
擬似負荷	R	7.29	[Ω]
UPS 入力電圧	E_i	200	[V]
直流電圧	E_{dc}	382	[V]
直流コンデンサ入力電流	i_c	52.3	[A]
電流制御ゲイン	k_i	8.3	
電圧制御ゲイン(比例ゲイン)	k_d	160.78	
電圧制御ゲイン(積分要素)	T_1	0.082	[s]
電圧制御ゲイン(微分要素)	T_2	2.867	[ms]
検出遅れ要素	T_d	1.15	[ms]
変換係数	k_1	0.151	
制御信号初期値	A	0	
制御信号傾き	B	1	
制御変数	k	0.00453	

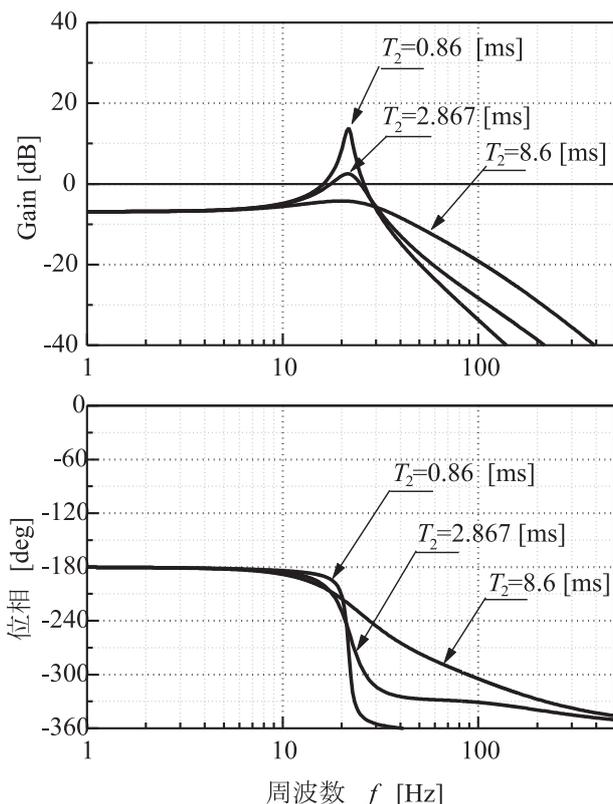


図5 PID制御の微分要素 T_2 を変化させたときの周波数特性

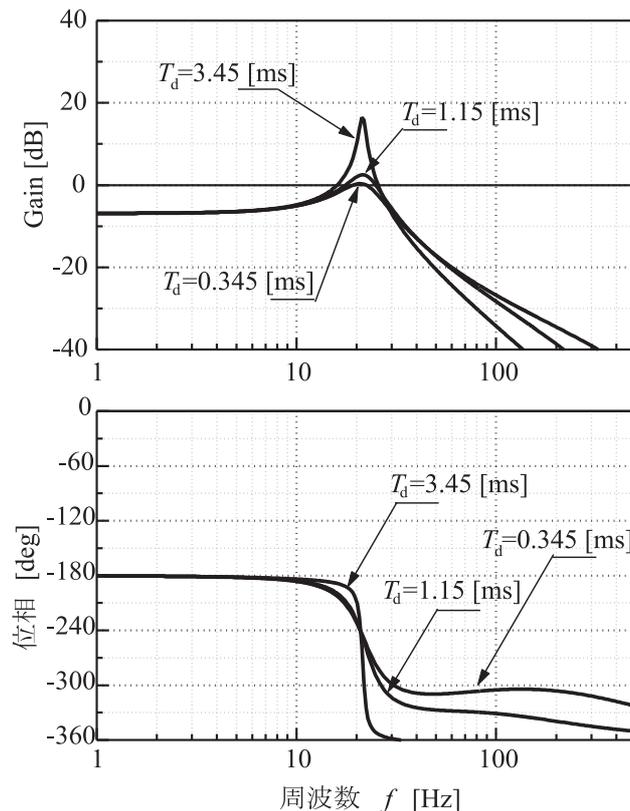


図6 PID制御の積分要素 T_d を変化させたときの周波数特性

的に定常偏差が増えることが知られている。また、整流器の直流電圧制御で蓄電池を充電しているため、直流電圧制御は高い精度が求められる。このようなことから定常偏差に有効なPID制御が一般的に用いられている。すなわち、直流電圧制御系にはPID制御を用いる必要があり、その場合、低周波領域を中心に設計には十分注意しなければならない。

4. 波形シミュレーションおよび実験による検証

図7に変調周波数15[Hz]、基本波に対する変調周波数の振幅比を10%としたときのオイラー法によって求めた回路シミュレーション波形を実測値と比較して示した。整流器は定電力特性を持つことから入力電圧の変調成分に対して入力電流の変調成分は180[deg]遅れており、シミュレーション波形は実測値とほぼ一致している。図8に当社ダブルコンバーションタイプUPS(20[kVA])における周波数特性を波形シミュレーションから求めた値と実測値および式(8)から求めた値を比較して示した。変調信号 E_x は次式のように現すことができるため、FFTにより変調成分の振幅 aA を求めることができる。

$$\begin{aligned}
 E_x &= A\{1 + a \sin(\omega_x t - \varphi_x)\} \sin(\omega_0 t - \varphi_0) \\
 &= A \sin(\omega_0 t - \varphi_0) + \frac{aA}{2} \sin\left\{(\omega_x - \omega_0)t - (\varphi_x - \varphi_0 - \frac{\pi}{2})\right\} \\
 &\quad + \frac{aA}{2} \sin\left\{(\omega_x + \omega_0)t - (\varphi_x + \varphi_0 + \frac{\pi}{2})\right\}
 \end{aligned}
 \tag{10}$$

図8において、波形シミュレーションから求めた値および実測値は式(8)から求めた値と比較して低周波においては、ほぼ一致した値となった。実際の整流器ではPWM制御による高周波成分を除去するために、入力にLCフィルタが接続されている。図3のブロック線図ではこのLCフィルタを考慮していないため、高周波領域において誤差が現れたと思われる。このように入力電圧の変動に対しての入力電流特性は、低周波領域において、計算値、シミュレーション値、実測値、共に一致した結果が得られた。このことは、入力電圧が変動すると入力電流が共振する周波数があり、この共振周波数が発電機の軸共振周波数と一致した時にSSRが発生する可能性があることを示している。ちなみに、図9に発電機のトルクに対する回転速度のボード線図の一例を示した。このように、UPS入力特性における共振点近傍に発電機側の軸共振周波数が存在している。実際には、発電機全体システムの伝達関数は複雑となるが、ここで、挙動を簡単に説明するために回転速度と発電機出力電圧が比例し、トルクと発電機

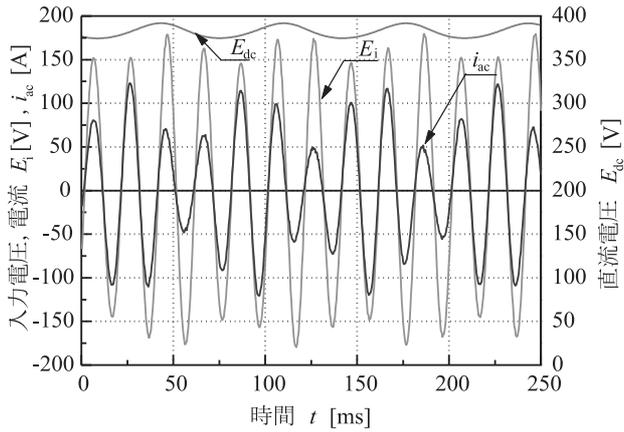


図 7(a) 15[Hz]の変調電圧があるときのシミュレーション波形

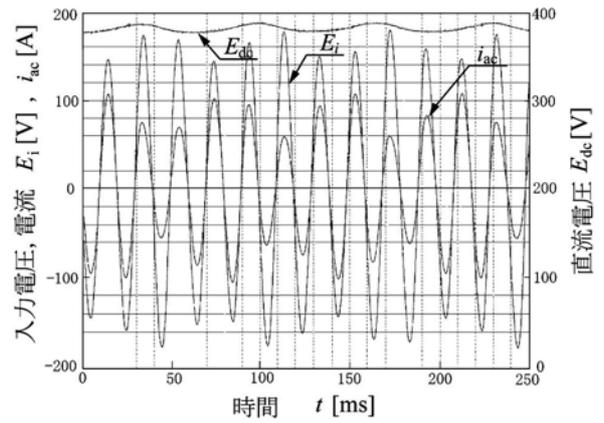


図 7(b) 15[Hz]の変調電圧があるときの実測波形

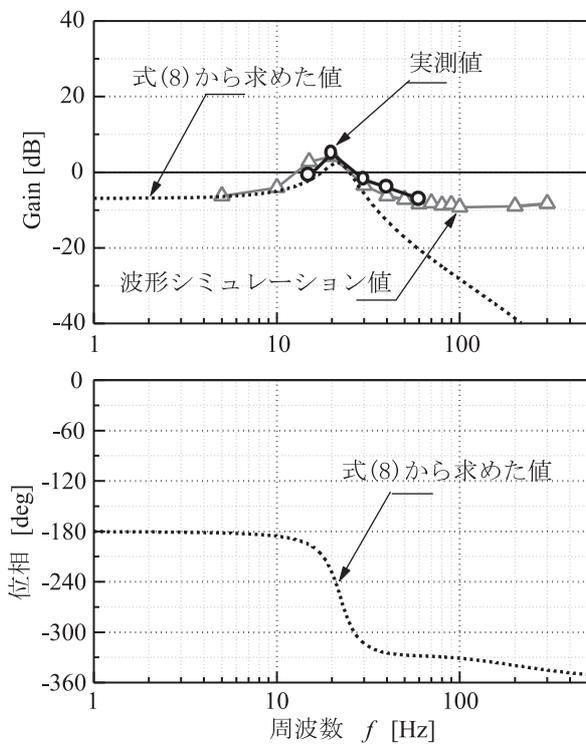


図 8 入力電圧に対する入力電流の周波数特性

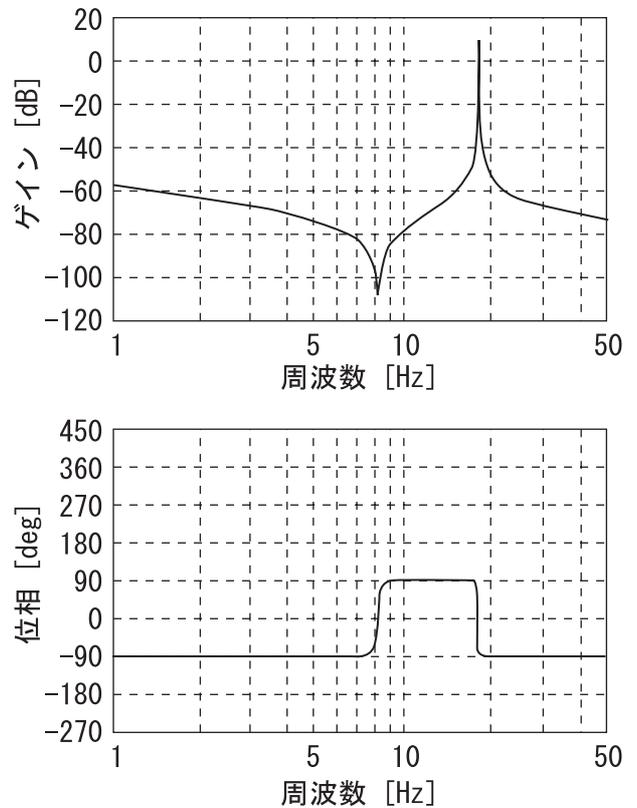


図 9 発電機ボード線図の一例(トルク-回転速度特性)

出力電流が比例するとすれば、図 9 と図 8 を重ねたものがシステムの一巡伝達関数と見ることができる。したがって、両図からシステムの安定判別をすることができ、両共振点が一致すると SSR となる可能性があることがわかる。

5. むすび

本論文では、入力電圧変動時の UPS 入力特性解析を行い、以下の点について述べた。

- 1) 入力電圧の変動分に対する入力電流の変動分の伝達関数を示し、その周波数特性をシミュレーションおよび実測値と比較して示した。
- 2) 比較した値はほぼ一致し、上記周波数特性には共振周波数が存在し、発電機の軸共振周波数と一致すると SSR となる可能性があることを述べた。
- 3) 整流器の制御系を設計する場合、低周波領域の周波数特性に注意する必要があることを示唆した。

今後は、発電機を含めたトータルシステムでの詳細な安定性について検討する予定である。

文献

- 1) S. Roy, et al., "Stability Considerations for a Single Phase Generator - Rectifier Interface", Intelec1998, pp.151-155.
- 2) 奥井 芳明:「発電機と UPS のインターフェースに関する一考察」, 平成 14 年電気学会全国大会講演論文集, No.4-002, pp.3-4 (2002).
- 3) 花里 英博, 吹上 哲:「UPS と非常用発電機との組合せシステムの安定性」, 平成 4 年電気学会全国大会講演論文集, No.121, pp.508-509 (1992).



奥井 芳明

1992年入社

パワーシステム事業部設計第1部

無停電電源装置に関する設計、開発に従事。

博士(工学)