

博士学位論文

電源系統未知インダクタンスにロバストな  
PWM コンバータの  
アクティブダンピング制御

平成 2 8 年 3 月

九州工業大学大学院生命体工学研究科

佐 伯 考 弘

# 目次

1 章 緒論	…p.2
1-1. 研究背景	…p.2
1-2. PWM コンバータにおける課題	…p.4
1-3. 本研究の取り組みと論文構成	…p.6
2 章 PWM コンバータシステムのモデル化と問題点	…p.8
2-1. PWM コンバータシステムの全体構成と動作	…p.8
2-2. 電源系統及び LCL-Filter のモデル化	…p.9
2-3. 直流出力回路のモデル化	…p.19
2-4. 基本制御の構成	…p.20
2-5. PWM コンバータシステムの問題点	…p.30
2-6. 結言	…p.39
3 章 提案手法による振動抑制制御	…p.40
3-1. 提案手法の説明	…p.40
3-2. ダンピング補償器の LCL-Filter 共振に対する効果	…p.46
3-3. ダンピング補償器を適用した場合 のインダクタンス変動に対するロバスト性	…p.53
3-4. 結言	…p.57
4 章 シミュレーション	…p.58
4-1. LCL-Filter の高調波共振抑制効果に関するシミュレーション	…p.58
4-2. 電源系統インダクタンス増加時 の電源擾乱抑制効果に関するシミュレーション	…p.70
4-3. 結言	…p.90
5 章 実機検証	…p.91
5-1. LCL-Filter の高周波共振の抑制	…p.91
5-2. 電源系統インダクタンス増加時 の電源擾乱抑制効果に関する実機検証	…p.101
5-3. 結言	…p.109
6 章 結論	…p.111
謝辞	…p.113
参考文献	…p.114

# 1章. 緒論

## 1-1. 研究背景

近年、環境資源、CO<sub>2</sub> 排出など環境ストレスを押さえるために火力発電や原子力発電に代わる安全な代替エネルギーの開発が盛んに行われている。また、代替エネルギーの開発と同時に消費エネルギーを削減する事は並んで重要な課題である。現代の産業分野において電力を駆動源とする電動機は必要不可欠な存在であるが、その消費電力は全体の消費電力の 40～50%<sup>[1]</sup> を占めるといわれており、これにより消費されるエネルギーを削減する技術開発は盛んに行われている。古くは電動機といえば商用電源に誘導電動機を直結した駆動方式が用いられ商用電源周波数での定格速度駆動が行われていたが、回転速度が大きすぎる場合には過剰な負荷条件となる事があった。例えば、冷却ファン等は速度が増すほどに風損が増すためそれにより消費する電力は速度の 2 乗に比例する<sup>[2]</sup>。更に商用電源直結であるが故に、速度を変更できず風量を制御するためにダンパーと呼ばれる空気抵抗を増す板の角度を制御しており電力を無駄に消費する制御方式であった<sup>[3]</sup>。近年では電動機を可変速駆動できるインバータの登場により、要求される風量を供給できる回転速度で電動機を制御する事により省エネルギー化をはかれるようになった<sup>[4]</sup>。

また永久磁石型同期電動機の登場により更なる電動機の高効率駆動が可能になった<sup>[5][6][7]</sup>。誘導電動機は一次抵抗による損失はもちろん、二次抵抗による損失、並びに二次側の磁束を一次側コイルから励磁させるに必要な励磁電流が流れる際に生じる損失等が存在する<sup>[8]</sup>。永久磁石型同期電動機は永久磁石により得られる磁束があるため、磁束を発生させる為の励磁電流は必要ではなく、また誘導電動機のように二次抵抗損失も存在しないため誘導電動機に比べ高効率な駆動が可能である。さらに永久磁石埋め込み型同期電動機においては、回転子がつりラクタンスが電気角において扁平しており、あえて力率角をずらすことによりリラクタンストルクを発生させ、より高効率な駆動が可能となっている<sup>[9][10][11]</sup>。とくにインバータと組み合わせる事で最適効率の制御が可能となり、さらにはリラクタンスの扁平を利用した高周波重畳による位相推定により零速度での定トルク駆動も実現され今後も発展が期待される分野である<sup>[12]</sup>。

また、誘導電動機においても IEC が定めた IE4(スーパープレミアム効率グレード)に規格されるように、回転子に用いられる鉄心の部材を変更したり、また固定子の長さや、銅の充填率を変えることで、損失を低下させることが出来き<sup>[13]</sup>、電動機における消費エネルギーの省エネルギー化は進む一方である。

次に電動機のインバータ駆動化における省エネルギーについて回生エネルギーの処理に関する課題について考える。一般的なインバータは商用電源をダイオードで構成される全波整流回路により直流化し電源の 6 倍調波で発生するリップルを平滑コンデンサで平滑化し、これをスイッチング素子である IGBT や MOSFET 等にて PWM 駆動させ任意の周波数の電圧を生成する<sup>[14]</sup>。電動機が減速の際に発生する回生エネルギーや、昇降機の巻き上げ機において荷の下降時に発生する回生エネルギーは、インバータの IGBT のフライホイールダイオードを介し

て平滑コンデンサへ蓄積される。平滑コンデンサに蓄積されたエネルギーは、ダイオードコンバータでは逆方向（電源系統に帰還する方向）に流れる事無くそのまま蓄積されるため、平滑コンデンサの直流母線電圧が上昇する事になる。母線電圧の上昇が起こると、コンデンサの耐圧を越えコンデンサが破壊されることになるため、過電圧を検出したインバータ内部の保護回路は IGBT のスイッチングを遮断し、コンデンサの保護のためにインバータの動作を停止させる。従来はインバータの保護回路を動作させる事無く運転を継続させるために制動抵抗方式の制御により母線電圧の上昇を抑制してきた。制動抵抗方式制御の構成は制動抵抗トランジスタと制動抵抗器により成り、母線電圧がある一定の大きさに到達するとトランジスタを ON し抵抗に母線電圧を印加させ、制動抵抗器に電流を流す事で損失を生じさせ、運動エネルギーをジュール熱に変換している。これにより発生した熱エネルギーは、ヒートシンクやファンにより冷却されており再利用されることなく大気に放熱されていた。またこの方式による短所として熱放射が大きくそれを冷却する構造や抵抗の容量が大きくなるため設備面積<sup>[15]</sup>が大きくなるうえに、設備増強に見合っただけの制動エネルギーを処理できない事にある。

回生エネルギーの再利用手段として回生コンバータによる方法が上げられる。回生コンバータは複数の実現手段があるが、主として PWM コンバータによる方法が上げられる。これはインバータのダイオード整流器の代わりに回生方向に電流が流れるように配置された IGBT ブリッジを PWM 駆動することで電源系統に流れる電流を双方向に制御するものである<sup>[16][32]</sup>。電動機が力行運転をする場合、PWM コンバータは電源として駆動し、発電機として回生運転する場合、PWM コンバータは電気エネルギーを電源系統へ回生する事が可能である。この場合、回生エネルギーは平滑コンデンサに蓄積させる事無く電源系統へ戻すためインバータの直流母線電圧の上昇が抑えられ、過電圧状態でインバータの保護回路が動作することなく動作を継続させる事ができる。さらに電源に回生されたエネルギーは PWM コンバータと同一電源系統につながる装置を駆動させるエネルギーとして再利用され省エネルギー化に貢献できる。

さらに PWM コンバータは電源系統側への出力電圧が擬似正弦波であり PWM キャリア周波数に起因する高調波を LCL-Filter などのローパスフィルタにより除去することで電源系統に流れる電流をほぼ理想的な正弦波とすることができる<sup>[17][31][43][44]</sup>。特に LCL-Filter の周波数特性は 2 次ローパスフィルタであり、RC-Filter などの 1 次フィルタよりも高調波の遮断能力が高いため、PWM コンバータのキャリアリップル抑制のために電源系統に挿入される。

PWM コンバータを使用した場合は、従来のダイオードで構成される全波整流器である 6step コンバータよりも高調波成分が小さいため電源設備の容量を従来のそれより小さいものが選定できる。6step コンバータを用いる場合の電源設備容量は、インバータ容量の約 1.4 ～ 1.6 倍の定格を持つものを選定する必要があるといわれる。さらに電源の電圧歪の抑制をも考慮するならば約 2 倍の電源容量の確保が必要とされている<sup>[18]</sup>。一方で PWM コンバータは電流に高調波成分を大幅に削減できる<sup>[19]</sup>ため、負荷と同容量の電源設備を選定することができるメリットがある。さらに高調波成分の含有量が少ないため、電源環境に与える影響は小さく、特に同一系統につながる他の機器にあたえる影響を抑えることができる。

このように PWM コンバータは省エネルギー、高調波抑制の点から大きなメリットを有する。このため、電源環境に与える悪影響を最低限に抑える事が求められている。PWM コンバー



タをいかに安定制御させるかは重要な課題といえる。

## 1-2. PWM コンバータにおける課題

PWM コンバータは電源系統にリアクトルとコンデンサで構成される LCL-Filter などのローパスフィルタを介して接続される。さらに電源設備から LCL-Filter を接続する配線は PWM コンバータの用途によっては長距離配線になることがあり、その寄生インダクタンスの存在が制御系設計において無視できない場合がある<sup>[20]</sup>。さらに、変圧器などで電源系統を中継する場合にも寄生インダクタンスは増加する。そこで LCL-Filter にてローパスフィルタを構成する際に起こる問題と、長距離配線時の配線による寄生インダクタンスにより起こる問題について説明する。

### 1-2-1. LC 共振の問題と問題解決のための従来手法

LCL-Filter は 2 つのリアクタとコンデンサで構成される 2 次のローパスフィルタであり高調波に対する遮断能力は高いが、リアクタに蓄積される磁気的なエネルギーとコンデンサに蓄積される電荷によるエネルギーが相互に交換され端子間にかかる電圧や回路を流れる電流が  $1/\sqrt{LC}$  [rad/sec] の共振周波数で共振する<sup>[21]</sup>。そのため PWM のキャリア周波数や、電流ループの設定カットオフ角周波数が共振周波数に近い場合に共振しやすくなり、コンデンサ耐圧を超えコンデンサが破壊されることがある。また、LCL-Filter の共振により電源に高調波の電流が流れると、同一系統につながる別の装置から騒音が発生したり、誤動作や故障の原因になったりすることが指摘されている<sup>[22]</sup>。

一方で、LCL-Filter の共振はリアクタや配線に含まれる寄生抵抗により減衰することが確認されている。寄生抵抗はリアクタの磁気エネルギーやコンデンサの静電エネルギーである電気エネルギーを熱エネルギーに変換し、共振を徐々に減衰させる。しかしながらもともと回路に内在する寄生抵抗はわずかで十分な減衰効果が得られない場合があるため、十分な減衰を得るためにダンピング抵抗を LCL-Filter に挿入する手法もある<sup>[23][29][30]</sup>。このような手法を受動的なダンピングと呼び、減衰係数を得るにはもっとも堅実な手法である。しかしその反面、ダンピング抵抗を挿入することで回路網のロスを増加させる原因になりコンバータシステムの効率を劣化させてしまう。またダンピング抵抗を追加することは、システムのコストを少なからず上げてしまい、さらには、ダンピング抵抗は熱の発生源となることからその冷却手段をシステムに追加する必要がある、さらなるコスト増加を招く<sup>[24]</sup>。

ダンピング抵抗を用いずに LCL-Filter の共振を減衰させる方法として、積極的にフィルタの電流や電圧を制御する能動的なダンピング制御がある<sup>[25][26][33][34][35][36][37][38]</sup>。それらの手法の多くは MPU 上に実装される制御器により構成され PWM コンバータの PWM 出力電圧を何らかの制御則で調整し、LCL-Filter の共振を抑制する手法がとられる。能動的なダンピング制御は、ダンピング抵抗を持たないため抵抗の発熱に関する課題もなく、RAM 上に配置される制御ゲインなどを調整することが可能となるため調整が容易になるメリットがある。

能動的なダンピングの手法は大きく分けて 2 つのアプローチで研究されている。ひとつは、能動的なダンピング制御のために追加センサを設けてそれから得られる信号をフィードバックし、特定の制御を行うことで PWM 電圧指令を調整する検出型の手法<sup>[27][28]</sup>、もう一つは追加センサのコスト増加をさけるためにもともと設置されているセンサのみで能動

的なダンピング制御に必要な信号を推定し、この信号を元に PWM 電圧指令を調整するセンサレス型の手法である<sup>[39]</sup>。前者の検出型手法に関しては、共振の原因になる LCL-Filter の 3 相のコンデンサ端子間電圧やコンデンサに流入する電流を検出し、その検出信号をもとに制御量を決定する手段である。制御手法としてコンデンサ電流を比例制御器に通して PWM コンバータの電圧指令に負方向に帰還させる方法や、コンデンサ電圧を微分制御器に通して電圧指令に負方向に帰還させる方法が代表的である<sup>[33][34][39][40][41]</sup>。両者には検出する物理量に違いはあるが、コンデンサ電圧の微分値はコンデンサ電流に比例することから制御則そのものの物理法則は同じであるといえる。この手法は LCL-Filter の伝達関数の特性多項式に減衰項を与える動作をする。コンデンサ電流に比例ゲインを乗じて、負方向に電圧を帰還させることはまさに電気抵抗の特性そのもののものであり、ダンピング抵抗を追加するのと同様の特性が得られる<sup>[37][42][45][46]</sup>。

次に、後者の能動的なダンピング手法として、コンデンサ電流やコンデンサ電圧などの状態量を推定して、それを補償器に通して PWM 出力を補正させる方法がある<sup>[34][47][48]</sup>。これはダンピング制御に必要な状態量を推定で求めることにより、センサレスでのダンピング制御を実現でき、前者のセンサ付きと同等の効果をえられることが特徴である。

その他にも、現代制御の手法として、LCL-Filter を厳密にモデリングし、LCL-Filter の鉄心の特性や、電源系統インダクタンスの影響で変動する系統の共振周波数に対してトラッキングするインダクタンスの設計値からのずれに対してロバストな共振抑制手法である適応制御を応用したダンピング手法<sup>[49][50]</sup>など LCL-Filter の共振の抑制制御に関する研究は盛んに行われている。

#### 1-2-2. 寄生インダクタンスによる不安定現象

LCL-Filter の LC 発振による共振に関する抑制制御手法は上記で述べたように多くの研究がされている。しかしながら電源環境に対する PWM コンバータのロバスト性に関する文献は比較的少ない。これは PWM コンバータの制御対象が電源系統であり、通常は電源系統のインピーダンスは無視できるほどに小さく、制御系設計が LCL-Filter のインピーダンスに着目するだけでよいからであると考えられる。しかしながら、特殊な電源環境においてはその限りではない。一つの事例は、電源から PWM コンバータまでの配線が極端に長くなる事例であり、港湾に設置されるクレーンに適用する場合など受電設備の電源から PWM コンバータまでの距離は 4km を越え、さらに経路上に中継トランスなどが挿入されるため、数十%のインピーダンスとなることもある。このようなアプリケーションに適用された PWM コンバータでは系統側の電流制御が設計時に想定できないほど電源系統インダクタンスが増加してしまったために不安定になり極低周波数で電源系統の電圧を擾乱させてしまい、この影響範囲は周辺家屋の電源供給を不安定にさせることもある。このように PWM コンバータは特殊な環境で使用されることがあるために、電源環境に対するロバスト性を確保させることが望ましい。

電源系統インダクタンスが過剰に大きい場合、LCL-Filter の共振周波数の変動だけでなく電流制御の応答性にも大きく影響を及ぼし、港湾クレーンの事例では電源系統インダクタンスの増加により電流制御の応答が極端に低下し PWM コンバータ全体の制御系が臨界安定状

態に近づいてしまっていたことが後の解析でわかった。低周波擾乱の原因は **LCL-Filter** の共振によるものではないため、**LCL-Filter** の共振周波数変動に対してロバストな[49][50]の手法であっても効果は期待できないと考えられるため、制御系全体の安定性を向上させる振動抑制手段が必要である。

電源系統インダクタンス増加時にも電流制御の応答を悪化させないためには、電源系統インダクタンスを測定して制御系のゲイン設計に反映させる方法が理想である。モータ制御の分野ではモータに特殊な交流をモータに印加し、そのときの電圧・電流・周波数の関係からモータのインダクタンスを測定する手段がある<sup>[51]</sup>。しかしながら、**PWM** コンバータにおいて電源系統インダクタンスを測定することはきわめて困難である。それはインバータがモータの回路定数を計測するのと同様な手法を用いること、すなわち **PWM** コンバータから特殊な信号を電源系統に重畳することは電源系統に対しての悪影響が極めて大きいからである。

上記の理由から **PWM** コンバータ制御では電源系統の回路パラメータを測定することなく制御系ロバスト性を向上させる必要がある。

### 1-3. 本研究の取り組みと論文構成

そこで、前節までに説明した問題点を同時に解決するために、本論文の目的を **PWM** コンバータの電源系統制御の安定性とロバスト性を向上させる手段を確立することとする。具体的には、**PWM** コンバータと電源系統を **LCL-Filter** を介して接続する制御システムにおいて、“**LCL-Filter** の共振の抑制”及び“電源系統インダクタンスに対するロバスト性の確保”の要件を満足する制御器を提案することとする。

**LCL-Filter** の共振に関しては、従来手法と同等レベルの **LCL-Filter** の共振抑制を実現し、電源系統インダクタンスに対するロバスト性に関しては、電源系統に特殊な電圧を重畳するなどのチューニングモードを有すること無く擾乱を抑制する手法を提案する。また、2つの要件に関してそれぞれの目的に対してユーザーによる個別調整が不要であるように一つの制御器で実現する。

本論文の2章以下の構成は次のとおりである。

第2章では、**PWM** コンバータの **LCL-Filter** の回路モデルの解析を行う。解析は状態方程式で表した回路方程式を用い、**LCL-Filter** の共振発生メカニズムを明らかにする。また、**PWM** コンバータの基本制御構成について説明し、基本制御構成と **LCL-Filter** 及び電源系統インダクタンスが増加した場合に発生する電源擾乱が発生するメカニズムについて明確にする。

第3章では、**LCL-Filter** の共振と電源系統インダクタンス増加時の電源擾乱を抑制する提案手法について述べる。提案手法は **PWM** コンバータの基本制御で最小限用いるセンサ（電源位相検出回路や電流検出回路）のみで構成され特別なセンサを必要としないセンサレスのアクティブダンピング手法であり、**PWM** コンバータの出力電圧と電流からオブザーバにより **LCL-Filter** のコンデンサ電圧を推定し、それをフィードバックする方式である。本方式を適応した場合の **LCL-Filter** 共振と電源系統インダクタンス増加時の擾乱抑制に対する有効性を示す。

第4章では、第2章でモデル化された **LCL-Filter** の状態方程式と第3章で提案する制御器を組み合わせたシミュレーションを実施する。シミュレーションでは **LCL-Filter** の共振抑制効果

と電源系統インダクタンス変動に対するロバスト性及び擾乱抑制効果について確認する。

第5章では、実機を用いた検証を行う。検証で用いるシステムは通常の **PWM** コンバータの構成に、電源系統インダクタンスを模擬するリアクトル及びトランスを電源系統と **LCL-Filter** の間に挿入したシステムであり、**LCL-Filter** の共振と電源系統インダクタンス増加時の電源擾乱問題に対する提案手法の有効性を確認する。

第6章では、結論として以上の各章の統括と今後の課題について述べる。

## 2章. PWM コンバータシステムのモデル化と問題点

本章では、PWM コンバータの基本制御と LCL-Filter の回路モデルについて解析を行う。

2-1 節では、PWM コンバータの系の全体構成について説明する。2-2 節では解析及び制御系設計のために電源系統と LCL-Filter のモデル化を行い、2-3 節では PWM コンバータの主回路直流出力側のモデル化を行う。2-4 節では、PWM コンバータの一般的な制御方式と構成について説明する。そして 2-5 節では本論文で取り扱う PWM コンバータの課題について述べ、最後に 2-6 節で結びとする。

### 2-1. PWM コンバータシステムの全体構成と動作

本節では PWM コンバータの全体のシステムの構成と動作について説明する。

図 2-1-1 に 3 相 PWM コンバータの全体構成を示す。

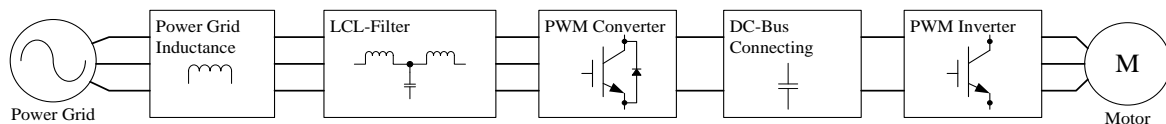


図 2-1-1. PWM コンバータの全体構成図

PWM コンバータは 6 つの IGBT を電源位相に合わせてスイッチングすることで、電源系統の電流の制御と、3 相交流の電力を直流電力に変換する。出力は、モータ制御装置である PWM インバータの直流母線入力に接続される。PWM インバータは IGBT のスイッチングを制御し、任意の周波数及び電圧の交流に変換し電動機に供給する。

通常 PWM コンバータは、PWM キャリアリップルが電源系統に流入しないように、その抑制のための LCL-Filter を介して電源系統に接続される。電源系統はトランスの漏れインダクタンスやケーブルの寄生インダクタンスを有する。

PWM コンバータの動作は、直流側出力の主回路コンデンサの電圧が一定になるように電源系統側の電流を制御する。たとえば、モータで回生電力が発生した場合、インバータに接続される直流主回路コンデンサに電流が流れ込み直流母線電圧が上昇するため、PWM コンバータは直流母線電圧を降下させ、PWM コンバータの電源系統側の電流をコンバータから電源に向かう方向（直流主回路コンデンサを放電する方向）に制御する。また、モータが力行動作している場合、直流母線電圧は低下し、PWM コンバータは直流母線電圧を上昇させるために、電源系統側の電流を電源からコンバータに向かって（直流主回路コンデンサを充電する方向に）流れるように、直流母線電圧の一定制御を実現する。

## 2-2. 電源系統及び LCL-Filter のモデル化

本節では電源系統と PWM コンバータとの間に挿入される LCL-Filter について説明し、解析のためのモデル化を行う。

図 2-2-1 に LCL-Filter と電源系統のモデル図を示す。LCL-Filter は 2 系統の電圧入力があり、一つは、電源電圧の 3 相入力が各相  $V'_{grid\_r}$ ,  $V'_{grid\_s}$ ,  $V'_{grid\_t}$  と、PWM コンバータの PWM 出力が接続される 3 相入力が各相  $V_{pwm\_r}$ ,  $V_{pwm\_s}$ ,  $V_{pwm\_t}$  である。LCL-Filter の構成は、電源系統側にリアクタンス  $L_2$  が配置されており、 $L_2$  はわずかな寄生抵抗  $R_2$  を有する。PWM コンバータ側には、リアクタンス  $L_1$  が配置され、 $L_1$  も寄生抵抗  $R_1$  を有する。 $L_1$  と  $L_2$  の間には、寄生抵抗  $R_c$  を有するコンデンサ  $C_1$  が挿入される。このような構成を持つフィルタは 2 次のローパスフィルタの特性を持つことが知られており、PWM コンバータの PWM 出力の高調波キャリア成分を電源系統側に流入させないために使用される。

また、LCL-Filter の受電端電圧は各相  $V'_{grid\_r}$ ,  $V'_{grid\_s}$ ,  $V'_{grid\_t}$  であるため、電源系統インダクタンス  $L_g$  の影響を受け系統電源電圧  $V_{grid\_r}$ ,  $V_{grid\_s}$ ,  $V_{grid\_t}$  に対して電圧降下が発生し、一次遅れの動特性を持つ。 $L_g$  の発生要因は、電源トランスの漏れインダクタンスや、配線によるインダクタンスであり、わずかなではあるが寄生抵抗  $R_g$  も有する。 $L_g$ ,  $R_g$  は電源トランスの容量(kVA)が小さい場合や、配線が長距離にわたる場合に増加する。また、通常電源に比べると発電機を電源とした場合などにも、同様に増加する。

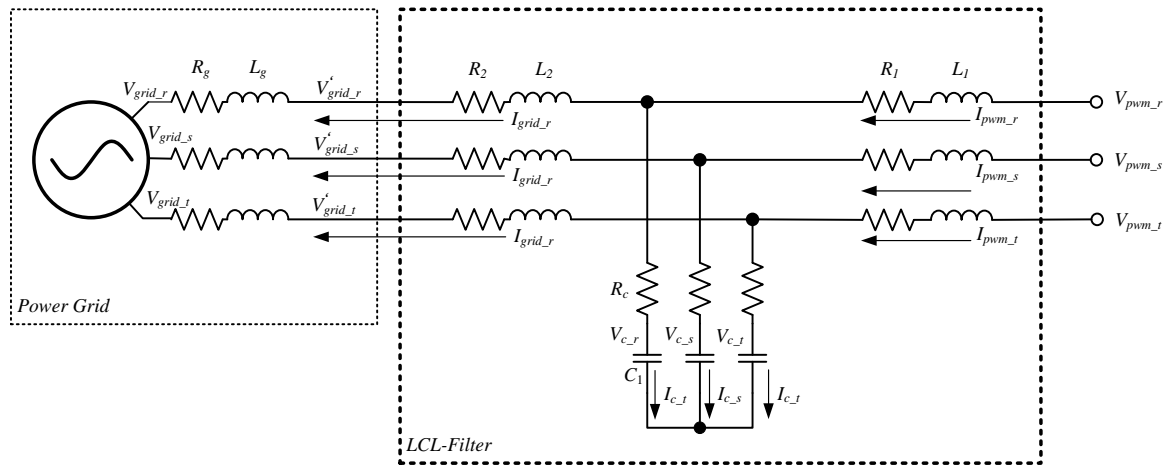


図 2-2-1. 電源系統と LCL-Filter の構成図

解析のために、上記の LCL-Filter のモデリングを行う。まず、系統電圧ベクトルを  $\mathbf{V}'_{grid\_rst}$  とし、以下のように定義する。

$$\mathbf{V}_{grid\_rst} = \begin{bmatrix} V_{grid\_r} \\ V_{grid\_s} \\ V_{grid\_t} \end{bmatrix} = V_{grid\_peak} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{grid}t) \\ \cos\left(\omega_{grid}t - \frac{3}{2}\pi\right) \\ \cos\left(\omega_{grid}t + \frac{3}{2}\pi\right) \end{bmatrix}.$$

式 2-2-1

式 2-2-1 では、電源電圧の各相電圧の大きさ（波高値）を  $V_{grid\_peak}$ 、電源の各周波数を  $\omega_{grid}$ 、時刻を  $t$  と定義している。

LCL-Filter の電源側の入力となる電源電圧ベクトル  $\mathbf{V}'_{grid\_rst}$  を以下のように定義する。

$$\mathbf{V}'_{grid\_rst} = \begin{bmatrix} V'_{grid\_r} \\ V'_{grid\_s} \\ V'_{grid\_t} \end{bmatrix}.$$

式 2-2-2

$\mathbf{V}'_{grid\_rst}$  は電源系統のトランスの漏れインダクタンスや寄生インダクタンスの  $L_g$  や寄生抵抗である  $R_g$  の影響を受け、電圧降下が生じその特性は、

$$\mathbf{V}'_{grid\_rst} = \begin{bmatrix} V'_{grid\_r} \\ V'_{grid\_s} \\ V'_{grid\_t} \end{bmatrix} = L_g \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{grid\_rst} + R_g \mathbf{I}_{grid\_rst} + \mathbf{V}_{grid\_rst}$$

式 2-2-3

となる。右辺第一項は  $L_g$  の逆起電力による降下電圧、右辺第二項は  $R_g$  による抵抗の降下電圧である。なお、式 2-2-3 中の  $\mathbf{I}_{grid\_rst}$  は、電源系統に流れる電流のベクトルであり、各相電流を  $I_{grid\_r}$ 、 $I_{grid\_s}$ 、 $I_{grid\_t}$  とすると、

$$\mathbf{I}_{grid\_rst} = \begin{bmatrix} I_{grid\_r} \\ I_{grid\_s} \\ I_{grid\_t} \end{bmatrix}$$

式 2-2-4

と定義する。

次に LCL-Filter の回路方程式を導く。まず LCL-Filter の電源側のインダクタンス  $L_2$  であるが、 $\mathbf{V}'_{grid\_rst}$  と LCL-Filter の  $C_1$  の各相の電圧ベクトル  $\mathbf{V}_{c\_rst}$ 、及び、 $C_1$  に流入する電流ベクトル  $\mathbf{I}_{c\_rst}$  には以下の関係がある。

$$\mathbf{V}_{grid\_rst}' = -L_2 \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{grid\_rst} - R_2 \mathbf{I}_{grid\_rst} + R_c \mathbf{I}_{c\_rst} + \mathbf{V}_{c\_rst}.$$

式 2-2-5

式 2-2-5 の右辺第一項は、LCL-Filter の  $L_2$  の逆起電力の降下電圧、右辺第二項は、 $R_2$  による抵抗の降下電圧、右辺第三項は  $C_1$  と  $L_2$ 、 $L_1$  を接続する配線の抵抗  $R_c$  の降下電圧、右辺第四項は、 $C_1$  の電圧で、

$$\mathbf{V}_{c\_rst} = \frac{1}{C_1} \int \mathbf{I}_{c\_rst} dt$$

式 2-2-6

となり、また、 $\mathbf{I}_{c\_rst}$  は  $C_1$  に流入する LCL-Filter のコンデンサ電流ベクトルで、

$$\mathbf{I}_{c\_rst} = \begin{bmatrix} I_{c\_r} \\ I_{c\_s} \\ I_{c\_t} \end{bmatrix}$$

式 2-2-7

と定義する。

次に、LCL-Filter の PWM コンバータ側のインダクタンス  $L_1$  と  $R_1$  間の電圧方程式は、

$$\mathbf{V}_{c\_rst} + R_c \mathbf{I}_{c\_rst} = \mathbf{V}_{pwm\_rst} - L_1 \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{pwm\_rst} - R_1 \mathbf{I}_{pwm\_rst}$$

式 2-2-8

となり、左辺はコンデンサ  $C_1$  の電圧とコンデンサ寄生抵抗  $R_c$  の降下電圧の和、右辺第一項は、PWM コンバータの PWM 出力電圧  $\mathbf{V}_{pwm}$ 、右辺第二項は PWM コンバータが出力する電流  $\mathbf{I}_{pwm\_rst}$  が  $L_1$  に流入するときに発生する逆起電圧、右辺第三項は  $\mathbf{I}_{pwm\_rst}$  が  $L_1$  の寄生抵抗  $R_1$  で発生する降下電圧である。

PWM コンバータの PWM 出力電圧  $\mathbf{V}_{pwm}$  と電流  $\mathbf{I}_{pwm\_rst}$  は、各相の電圧を  $V_{pwm\_r}$ 、 $V_{pwm\_s}$ 、 $V_{pwm\_t}$ 、電流を  $I_{pwm\_r}$ 、 $I_{pwm\_s}$ 、 $I_{pwm\_t}$  とすると下記のように定義できる。

$$\mathbf{V}_{pwm\_rst} = \begin{bmatrix} V_{pwm\_r} \\ V_{pwm\_s} \\ V_{pwm\_t} \end{bmatrix}.$$

式 2-2-9



$$\mathbf{I}_{pwm\_rst} = \begin{bmatrix} I_{pwm\_r} \\ I_{pwm\_s} \\ I_{pwm\_t} \end{bmatrix}.$$

式 2-2-10

また、キルヒホッフの法則より、 $\mathbf{I}_{grid\_rst}$ 、 $\mathbf{I}_{pwm\_rst}$ 、 $\mathbf{I}_{c\_rst}$  の関係は、

$$\begin{aligned} 0 &= \mathbf{I}_{pwm\_rst} - \mathbf{I}_{grid\_rst} - \mathbf{I}_{c\_rst} \\ \mathbf{I}_{c\_rst} &= \mathbf{I}_{pwm\_rst} - \mathbf{I}_{grid\_rst} \end{aligned}$$

式 2-2-11

となる。

電源系統を含めた LCL-Filter の回路網の状態方程式を導く。まず、式 2-2-3 を式 2-2-5 に代入し、状態方程式表現にまとめると、

$$\begin{aligned} L_g \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{grid\_rst} + R_g \mathbf{I}_{grid\_rst} + \mathbf{V}_{grid\_rst} &= -L_2 \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{grid\_rst} - R_2 \mathbf{I}_{grid\_rst} + R_c \mathbf{I}_{c\_rst} + \mathbf{V}_{c\_rst} \\ \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{grid\_rst} &= \frac{1}{L_g + L_2} \left\{ -(R_2 + R_g) \mathbf{I}_{grid\_rst} + R_c \mathbf{I}_{c\_rst} + \mathbf{V}_{c\_rst} - \mathbf{V}_{grid\_rst} \right\} \end{aligned}.$$

式 2-2-12

さらに、式 2-2-11 を式 2-2-12 に代入して、

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{grid\_rst} &= \frac{1}{L_g + L_2} \left\{ -(R_2 + R_g) \mathbf{I}_{grid\_rst} + R_c (\mathbf{I}_{pwm\_rst} - \mathbf{I}_{grid\_rst}) + \mathbf{V}_{c\_rst} - \mathbf{V}_{grid\_rst} \right\} \\ \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{grid\_rst} &= \frac{1}{L_g + L_2} \left\{ -(R_2 + R_g + R_c) \mathbf{I}_{grid\_rst} + R_c \mathbf{I}_{pwm\_rst} + \mathbf{V}_{c\_rst} - \mathbf{V}_{grid\_rst} \right\} \end{aligned}.$$

式 2-2-13

また、式 2-2-8 の右辺第二項に関する方程式として左辺に移項させまとめると、

$$\begin{aligned} L_1 \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{pwm\_rst} &= -R_c \mathbf{I}_{c\_rst} - R_1 \mathbf{I}_{pwm\_rst} + \mathbf{V}_{pwm\_rst} - \mathbf{V}_{c\_rst} \\ \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{pwm\_rst} &= \frac{1}{L_1} \left( -R_c \mathbf{I}_{c\_rst} - R_1 \mathbf{I}_{pwm\_rst} + \mathbf{V}_{pwm\_rst} - \mathbf{V}_{c\_rst} \right) \end{aligned}$$

式 2-2-14

となり、式 2-2-14 に式 2-2-13 を代入すると、

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{pwm\_rst} &= \frac{1}{L_1} \left( -R_c (\mathbf{I}_{pwm\_rst} - \mathbf{I}_{grid\_rst}) - R_1 \mathbf{I}_{pwm\_rst} + \mathbf{V}_{pwm\_rst} - \mathbf{V}_{c\_rst} \right) \\ \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{pwm\_rst} &= \frac{1}{L_1} \left( -(R_c + R_1) \mathbf{I}_{pwm\_rst} + R_c \mathbf{I}_{grid\_rst} + \mathbf{V}_{pwm\_rst} - \mathbf{V}_{c\_rst} \right) \end{aligned}$$

式 2-2-15

を得る。さらに、式 2-2-6 を両辺微分すると、

$$\frac{d}{dt}V_{c\_rst} = \frac{1}{C_1}I_{c\_rst}$$

式 2-2-16

となり、式 2-2-16 に式 2-2-11 を代入すると、

$$\frac{d}{dt}V_{c\_rst} = \frac{1}{C_1}(I_{pwm\_rst} - I_{grid\_rst})$$

式 2-2-17

式 2-2-13, 式 2-2-15, 式 2-2-17 を状態ベクトルにまとめると、

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}X_{rst} &= A_{rst}X_{rst} + B_{rst}U_{rst} \\ \frac{d}{dt}\begin{bmatrix} I_{pwm\_rst} \\ I_{grid\_rst} \\ V_{c\_rst} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -L_1^{-1}(R_c + R_1)I_{33} & L_1^{-1}R_cI_{33} & -L_1^{-1}I_{33} \\ L_{g2}^{-1}R_cI_{33} & -L_{g2}^{-1}(R_{g2} + R_c)I_{33} & L_{g2}^{-1}I_{33} \\ C_1^{-1}I_{33} & -C_1^{-1}I_{33} & 0_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{pwm\_rst} \\ I_{grid\_rst} \\ V_{c\_rst} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1^{-1}I_{33} & 0_{33} \\ 0_{33} & -L_{g2}^{-1}I_{33} \\ 0_{33} & 0_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{pwm\_rst} \\ V_{grid\_rst} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

式 2-2-18

を得る。なお、状態方程式の各ベクトルは以下のように定義する。

$$X_{rst} = \begin{bmatrix} I_{pwm\_rst} \\ I_{grid\_rst} \\ V_{c\_rst} \end{bmatrix}.$$

式 2-2-19

$$U_{rst} = \begin{bmatrix} V_{pwm\_rst} \\ V_{grid\_rst} \end{bmatrix}.$$

式 2-2-20

$$A_{rst} = \begin{bmatrix} -L_1^{-1}(R_c + R_1)I_{33} & L_1^{-1}R_cI_{33} & -L_1^{-1}I_{33} \\ L_{g2}^{-1}R_cI_{33} & -L_{g2}^{-1}(R_{g2} + R_c)I_{33} & L_{g2}^{-1}I_{33} \\ C_1^{-1}I_{33} & -C_1^{-1}I_{33} & 0_{33} \end{bmatrix}.$$

式 2-2-21

$$B_{rst} = \begin{bmatrix} L_1^{-1}I_{33} & 0_{33} \\ 0_{33} & -L_{g2}^{-1}I_{33} \\ 0_{33} & 0_{33} \end{bmatrix}.$$

式 2-2-22

また、電源系統のインダクタンス  $L_g$  と LCL-Filter のリアクトル  $L_2$  をあわせたインダクタンス  $L_{g2}$  とそれぞれと寄生抵抗  $R_g$ ,  $R_2$  を合わせた抵抗  $R_{g2}$  を、

$$L_{g2} = L_g + L_2$$

式 2-2-23

$$R_{g2} = R_g + R_2$$

式 2-2-24

と定義する。

式 2-2-18 で得られる状態方程式は3相交流の状態方程式であり解析する上でやや煩雑であるため、直交する回転座標系での状態方程式を導く。

まず、3相交流の状態ベクトルを直交する交流ベクトルに変換する。変換には、相対変換<sup>[52]</sup>を用いる。

3相から2相の直交座標ベクトルへの変換行列は、

$${}^{\alpha\beta}C_{rst} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix}$$

式 2-2-25

また、式 2-2-25 の逆変換行列は、

$${}^{rst}C_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ -1 & \sqrt{3} \\ -1 & -\sqrt{3} \end{bmatrix}$$

式 2-2-26

である。

直交座標軸上の状態ベクトル  $\mathbf{X}_{\alpha\beta}$  と入力ベクトル  $\mathbf{U}_{\alpha\beta}$  を以下のように定義すると、

$$\mathbf{X}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{pwm\_ \alpha\beta} \\ \mathbf{I}_{grid\_ \alpha\beta} \\ \mathbf{V}_{c\_ \alpha\beta} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{U}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{pwm\_ \alpha\beta} \\ \mathbf{V}_{grid\_ \alpha\beta} \end{bmatrix},$$

式 2-2-27

ここで、

$$\mathbf{I}_{pwm\_ \alpha\beta} = \begin{bmatrix} I_{pwm\_ \alpha} \\ I_{pwm\_ \beta} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I}_{grid\_ \alpha\beta} = \begin{bmatrix} I_{grid\_ \alpha} \\ I_{grid\_ \beta} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I}_{c\_ \alpha\beta} = \begin{bmatrix} I_{c\_ \alpha} \\ I_{c\_ \beta} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{V}_{pwm\_ \alpha\beta} = \begin{bmatrix} V_{pwm\_ \alpha} \\ V_{pwm\_ \beta} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{V}_{grid\_ \alpha\beta} = \begin{bmatrix} V_{grid\_ \alpha} \\ V_{grid\_ \beta} \end{bmatrix},$$

3相交流の状態ベクトル・入力ベクトルと、直交座標軸上での状態ベクトル・入力ベクトルは、

$$\mathbf{X}_{uvw} = \begin{bmatrix} {}^{rst}C_{\alpha\beta} & \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & {}^{rst}C_{\alpha\beta} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} & {}^{rst}C_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \mathbf{X}_{\alpha\beta}, \quad \mathbf{U}_{uvw} = \begin{bmatrix} {}^{rst}C_{\alpha\beta} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & {}^{rst}C_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \mathbf{U}_{\alpha\beta},$$

式 2-2-28

の関係があり、式 2-2-18 の状態方程式は直交座標軸上では、式 2-2-28 を代入すると、

$$\begin{bmatrix} {}^{rst}C_{\alpha\beta} & \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & {}^{rst}C_{\alpha\beta} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} & {}^{rst}C_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \mathbf{X}_{\alpha\beta} = \mathbf{A}_{rst} \begin{bmatrix} {}^{rst}C_{\alpha\beta} & \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & {}^{rst}C_{\alpha\beta} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} & {}^{rst}C_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \mathbf{X}_{\alpha\beta} + \mathbf{B}_{rst} \begin{bmatrix} {}^{rst}C_{\alpha\beta} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & {}^{rst}C_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \mathbf{U}_{\alpha\beta}$$

$$\frac{d}{dt} \mathbf{X}_{\alpha\beta} = \mathbf{A}_{\alpha\beta} \mathbf{X}_{\alpha\beta} + \mathbf{B}_{\alpha\beta} \mathbf{U}_{\alpha\beta}$$

式 2-2-29

を得る。直交座標軸上での状態方程式の  $\mathbf{A}_{\alpha\beta}$  行列,  $\mathbf{B}_{\alpha\beta}$  行列は,

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} {}^{rst}C_{\alpha\beta} & \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & {}^{rst}C_{\alpha\beta} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} & {}^{rst}C_{\alpha\beta} \end{bmatrix}^{-1} \mathbf{A}_{rst} \begin{bmatrix} {}^{rst}C_{\alpha\beta} & \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & {}^{rst}C_{\alpha\beta} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} & {}^{rst}C_{\alpha\beta} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} -(R_1 + R_c)L_1^{-1}I_{22} & R_cL_1^{-1}I_{22} & -L_1^{-1}I_{22} \\ R_cL_{g2}^{-1}I_{22} & -(R_{g2} + R_c)L_{g2}^{-1}I_{22} & L_{g2}^{-1}I_{22} \\ C_1^{-1}I_{22} & -C_1^{-1}I_{22} & \mathbf{0} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} {}^{rst}C_{\alpha\beta} & \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & {}^{rst}C_{\alpha\beta} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} & {}^{rst}C_{\alpha\beta} \end{bmatrix}^{-1} \mathbf{B}_{rst} \begin{bmatrix} {}^{rst}C_{\alpha\beta} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & {}^{rst}C_{\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1^{-1}I_{22} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -L_{g2}^{-1}I_{22} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}$$

式 2-2-30

である。

次に制御系解析をする上で, 交流量を扱うよりも直流量で扱うほうがより平易であるために, 回転座標変換を行う。回転座標変換の変換行列は,

$${}^{dq}C_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{grid}) & \sin(\theta_{grid}) \\ -\sin(\theta_{grid}) & \cos(\theta_{grid}) \end{bmatrix}$$

式 2-2-31

逆変換の変換行列は,

$${}^{dq}C_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{grid}) & -\sin(\theta_{grid}) \\ \sin(\theta_{grid}) & \cos(\theta_{grid}) \end{bmatrix}$$

式 2-2-32

であり, 座標変換の角度  $\theta_{grid}$  は電源の位相角で

$$\theta_{grid} = \omega_{grid}t = \tan^{-1} \left( \frac{V_{grid-\beta}}{V_{grid-\alpha}} \right)$$

式 2-2-33

とする。回転座標軸上から観測される状態ベクトル  $\mathbf{X}_{dq}$  と入力ベクトル  $\mathbf{U}_{dq}$  を以下のように定義すると,

$$\mathbf{X}_{dq} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{pwm\_dq} \\ \mathbf{I}_{grid\_dq} \\ \mathbf{V}_{c\_dq} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{U}_{dq} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{pwm\_dq} \\ \mathbf{V}_{grid\_dq} \end{bmatrix},$$

式 2-2-34

ここで,

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_{pwm\_dq} &= \begin{bmatrix} I_{pwm\_d} \\ I_{pwm\_q} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I}_{grid\_dq} = \begin{bmatrix} I_{grid\_d} \\ I_{grid\_q} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I}_{c\_dq} = \begin{bmatrix} I_{c\_d} \\ I_{c\_q} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{V}_{pwm\_dq} &= \begin{bmatrix} V_{pwm\_d} \\ V_{pwm\_q} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{V}_{grid\_dq} = \begin{bmatrix} V_{grid\_d} \\ V_{grid\_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ V_{grid\_peak} \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

固定された直交座標軸と回転座標軸との状態ベクトルと入力ベクトルには,

$$\mathbf{X}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \alpha\beta C_{dq} & \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \alpha\beta C_{dq} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} & \alpha\beta C_{dq} \end{bmatrix} \mathbf{X}_{dq}, \quad \mathbf{U}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \alpha\beta C_{dq} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \alpha\beta C_{dq} \end{bmatrix} \mathbf{U}_{dq},$$

式 2-2-35

の関係があり, 式 2-2-29 の状態方程式は回転座標軸上では, 式 2-2-35 を代入すると,

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \alpha\beta C_{dq} & \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \alpha\beta C_{dq} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} & \alpha\beta C_{dq} \end{bmatrix} \mathbf{X}_{dq} &= \mathbf{A}_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} \alpha\beta C_{dq} & \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \alpha\beta C_{dq} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} & \alpha\beta C_{dq} \end{bmatrix} \mathbf{X}_{dq} + \mathbf{B}_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} \alpha\beta C_{dq} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \alpha\beta C_{dq} \end{bmatrix} \mathbf{U}_{dq} \\ \frac{d}{dt} \mathbf{X}_{dq} &= \mathbf{A}_{dq} \mathbf{X}_{dq} + \mathbf{B}_{dq} \mathbf{U}_{dq} \end{aligned}$$

式 2-2-36

を得る。回転座標軸上での状態方程式の  $\mathbf{A}_{dq}$  行列,  $\mathbf{B}_{dq}$  行列は,

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{dq} &= \begin{bmatrix} \alpha\beta C_{dq} & \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \alpha\beta C_{dq} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} & \alpha\beta C_{dq} \end{bmatrix}^{-1} \left( \mathbf{A}_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} \alpha\beta C_{dq} & \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \alpha\beta C_{dq} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} & \alpha\beta C_{dq} \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \alpha\beta C_{dq} & \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \alpha\beta C_{dq} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} & \alpha\beta C_{dq} \end{bmatrix} \right) \\ &= \begin{bmatrix} -(R_1 + R_c)L_1^{-1}\mathbf{I}_{22} - \omega_{grid}\mathbf{J}_{22} & R_cL_1^{-1}\mathbf{I}_{22} & -L_1^{-1}\mathbf{I}_{22} \\ R_cL^{-1}\mathbf{I}_{22} & -(R_{g2} + R_c)L_{g2}^{-1}\mathbf{I}_{22} - \omega_{grid}\mathbf{J}_{22} & L_{g2}^{-1}\mathbf{I}_{22} \\ C_1^{-1}\mathbf{I}_{22} & -C_1^{-1}\mathbf{I}_{22} & -\omega_{grid}\mathbf{J}_{22} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_{dq} &= \begin{bmatrix} \alpha\beta C_{dq} & \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \alpha\beta C_{dq} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} & \alpha\beta C_{dq} \end{bmatrix}^{-1} \mathbf{B}_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} \alpha\beta C_{dq} & \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \alpha\beta C_{dq} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} & \alpha\beta C_{dq} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} L_1^{-1}\mathbf{I}_{22} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & -L_{g2}^{-1}\mathbf{I}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

式 2-2-37

である。

式 2-2-36 の状態方程式をブロック図で表現すると図 2-2-2 となる。式 2-2-36 及び図 2-2-2 は 2-4 節の”基本制御の構成”や 2-5 節の”PWM コンバータシステムの問題点”で制御対象の解析で使用する厳密モデルであり，詳細の説明はそれぞれの節で行う。

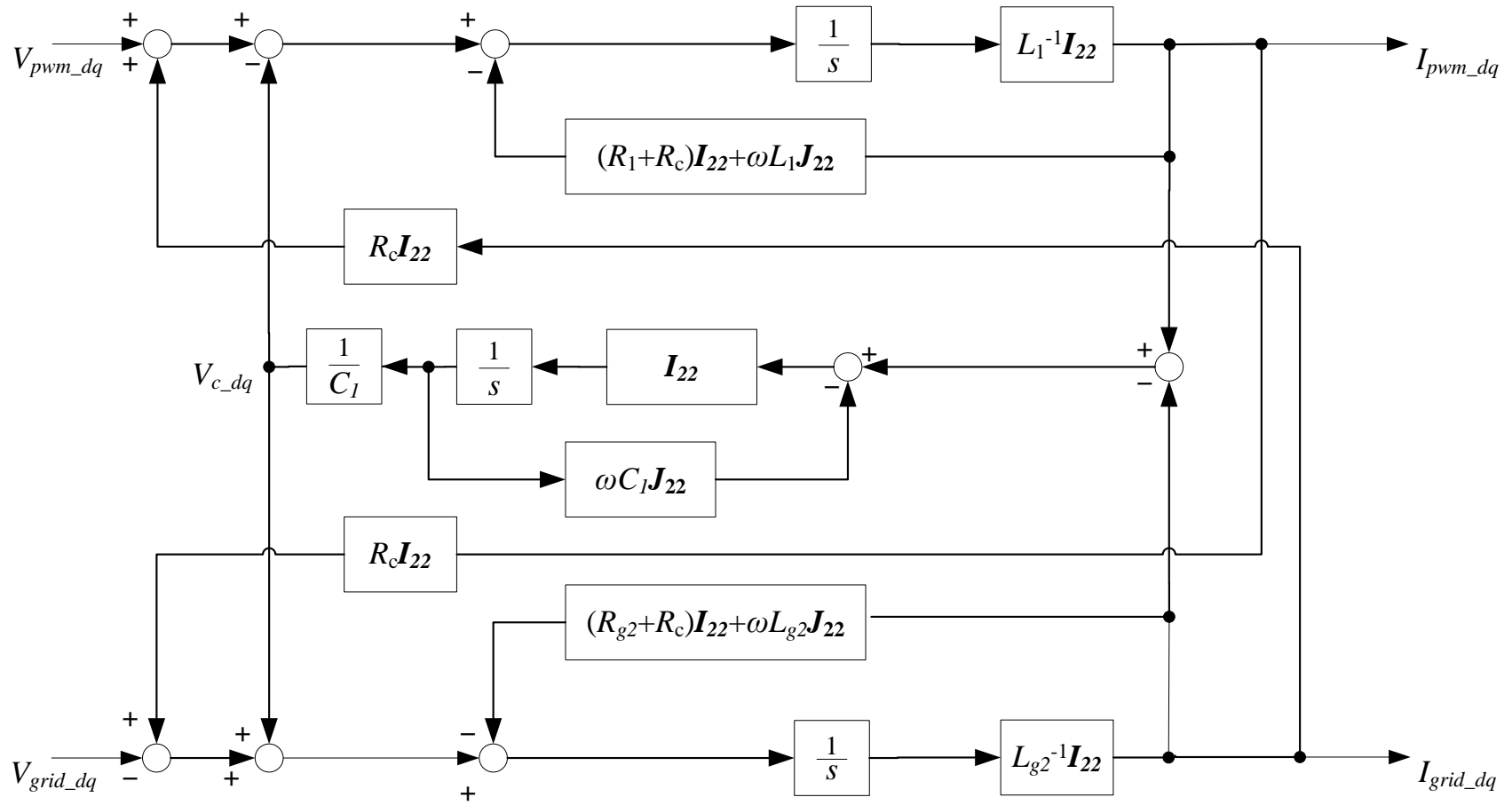


図 2-2-2. 電源系統を含めた LCL-Filter のブロック図

### 2-3. 直流出力回路のモデル化

PWM コンバータは交流を直流に変換する変換装置であり、これの変換効率が 1.0 であるならば、エネルギー保存の法則より、電源系統側のエネルギーと直流側のエネルギーは等価であり、

$$\begin{aligned} P_{AC} &= P_{DC} \\ P_{AC} &= \frac{3}{2} (\mathbf{V}_{grid\_dq})^T (\mathbf{I}_{grid\_dq}) = \frac{3}{2} V_{grid\_q} I_{grid\_q} \\ P_{DC} &= V_{dc} (I_{DC} + I_{LOAD}) \end{aligned}$$

式 2-3-1

が成り立つ。 $P_{AC}$  は電源系統側の電力であり、 $\mathbf{V}_{grid\_dq}$  と  $\mathbf{I}_{grid\_dq}$  の内積と係数との積である。係数  $3/2$  は、電力計算を絶対変換相当の値に変換するための係数である。さらに回転座標変換が電源電圧ベクトルの位相で座標変換することから電源電圧ベクトルは回転座標軸の  $q$  軸に拘束され  $q$  軸成分の電圧  $V_{grid\_q}$  は電源電圧の大きさ  $V_{grid\_peak}$  となり、 $d$  軸成分の電圧  $V_{grid\_d}$  は零となるため、 $V_{grid\_peak}$  と  $I_{grid\_q}$  との積でもあらわせる。また  $P_{DC}$  は、直流母線の主回路コンデンサ  $C_{DC}$  にかかる電圧  $V_{DC}$  と  $C_{DC}$  に流れる電流  $I_{DC}$  および PWM コンバータに接続される PWM インバータに供給する負荷電流  $I_{LOAD}$  の積である。

また、式 2-3-1 より直流母線回路に流れる電流は、

$$\begin{aligned} A_{cnv} I_{grid\_q} - I_{LOAD} &= I_{DC} \\ A_{cnv} &= \frac{3}{2} \frac{V_{grid\_q}}{V_{DC}} \end{aligned}$$

式 2-3-2

となる。上式の  $A_{cnv}$  は電源側電流を交流側電流に変換する係数であり、 $V_{grid\_q}/V_{DC}$  はほぼ一定とみなせるので、制御器の解析や設計を行う際はモデルを簡易にするため、 $A_{cnv}$  を定数として近似する。 $C_{DC}$  に流入する電流  $I_{DC}$  と  $V_{DC}$  の関係式は、

$$\begin{aligned} V_{DC} &= \frac{1}{C_{DC}} \int I_{DC} dt \\ \mathcal{L}(V_{DC}) &= V_{DC(s)} = \mathcal{L}\left(\int I_{DC} dt\right) = \frac{1}{C_{DC}s} I_{DC(s)} \end{aligned}$$

式 2-3-3

となる。ここで、 $\mathcal{L}$  はラプラス変換を意味し、 $s$  はラプラス演算子である。

主回路直流母線回路のブロック図を図 2-3-1 に示す。

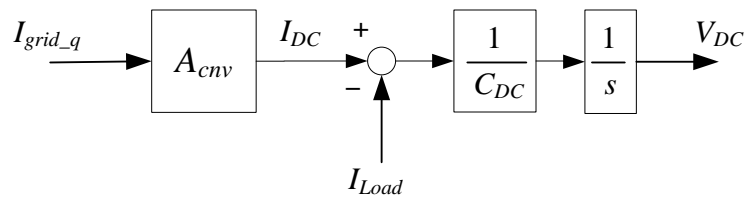


図 2-3-1. 主回路直流母線回路のブロック図



図 2-3-1 は  $A_{cnv}$  を定数として線形化したブロック図であり安定解析などを行う際に使用するモデルである。

一方でシミュレーションなど厳密な解析モデルが必要な場合は、図 2-3-2 のモデルを使用する。図 2-3-2 のモデルは、 $A_{cnv}$  を定数とせず、式 2-3-2 に示すように、 $V_{DC}$  に反比例して  $A_{cnv}$  が変動する厳密モデルのブロック線図である。

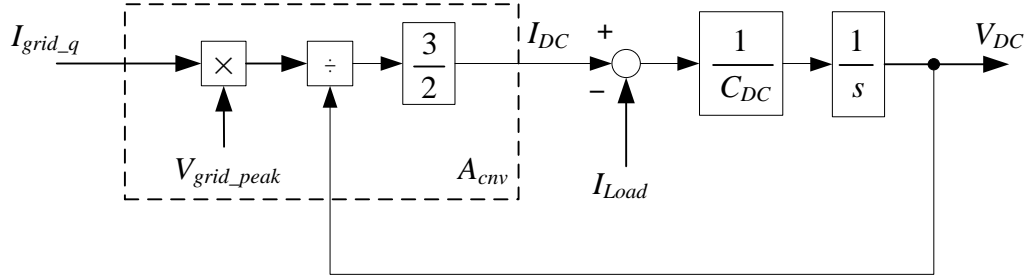


図 2-3-2. 厳密な主回路直流母線回路のブロック図

#### 2-4. 基本制御の構成

PWM コンバータの基本的な制御について説明する。図 2-4-1 は PWM コンバータの制御構成のブロック図である。基本制御の構成であるが、電圧検出回路により検出された電圧信号は PLL に入力され電源位相  $\hat{\theta}_{grid}$  の推定が行われる。電流検出回路では 3 相電流を 3 / 2 相変換及び  $\hat{\theta}_{grid}$  の位相角を持つ回転座標変換が行われ  $dq$  軸上の電流  $I_{pwm\_dq}$  が算出される。ACR(Automatic Current Regulator)は、 $dq$  軸にそれぞれあり、有効電流軸である  $q$  軸の ACR は、有効電流指令  $I_{pwm\_q}^*$  と  $I_{pwm\_dq}$  の有効電流成分である  $I_{pwm\_q}$  が一致するように PI 制御し、 $q$  軸電圧指令  $V_{pwm\_q}$  を生成する。また、同様に、無効電流軸である  $d$  軸は無効電流指令  $I_{pwm\_d}^*$  のと無効電流成分である  $I_{pwm\_d}$  が一致するように PI 制御し、 $d$  軸電圧指令  $V_{pwm\_d}$  を生成する。生成された PWM 出力電圧  $V_{pwm\_dq}$  は SVM 発生器 (SVM:空間ベクトル変調:Space Vector Modulation) に入力され、 $\hat{\theta}_{grid}$  を基準として PWM のゲート信号が生成され、6 つの IGBT を駆動する。

各電流指令の生成方法について説明する。 $I_{pwm\_q}^*$  は有効電流の指令であり、 $I_{pwm\_q}^*$  を正に設定すると電源に回生する方向に電力が発生し、主回路母線電圧  $V_{DC}$  は降下する。また負に設定すると電源から電力が供給される方向となるため  $V_{DC}$  が上昇する。この特徴を利用して上位システムから指令される母線電圧指令  $V_{DC}^*$  と  $V_{DC}$  が一致するように PI 制御器で構成された AVR(Automatic Voltage Regulator)が  $I_{pwm\_q}^*$  を生成する。また、無効電流指令である  $I_{pwm\_d}^*$  は、通常は零として制御する。ただし、電源システムの力率改善や、PWM 出力の飽和の抑制を目的に負方向に発生させることもある。本論文では断りが無い限り  $I_{pwm\_d}^*=0$  とする。

以降では小節に分けて各制御要素について詳細を説明する。

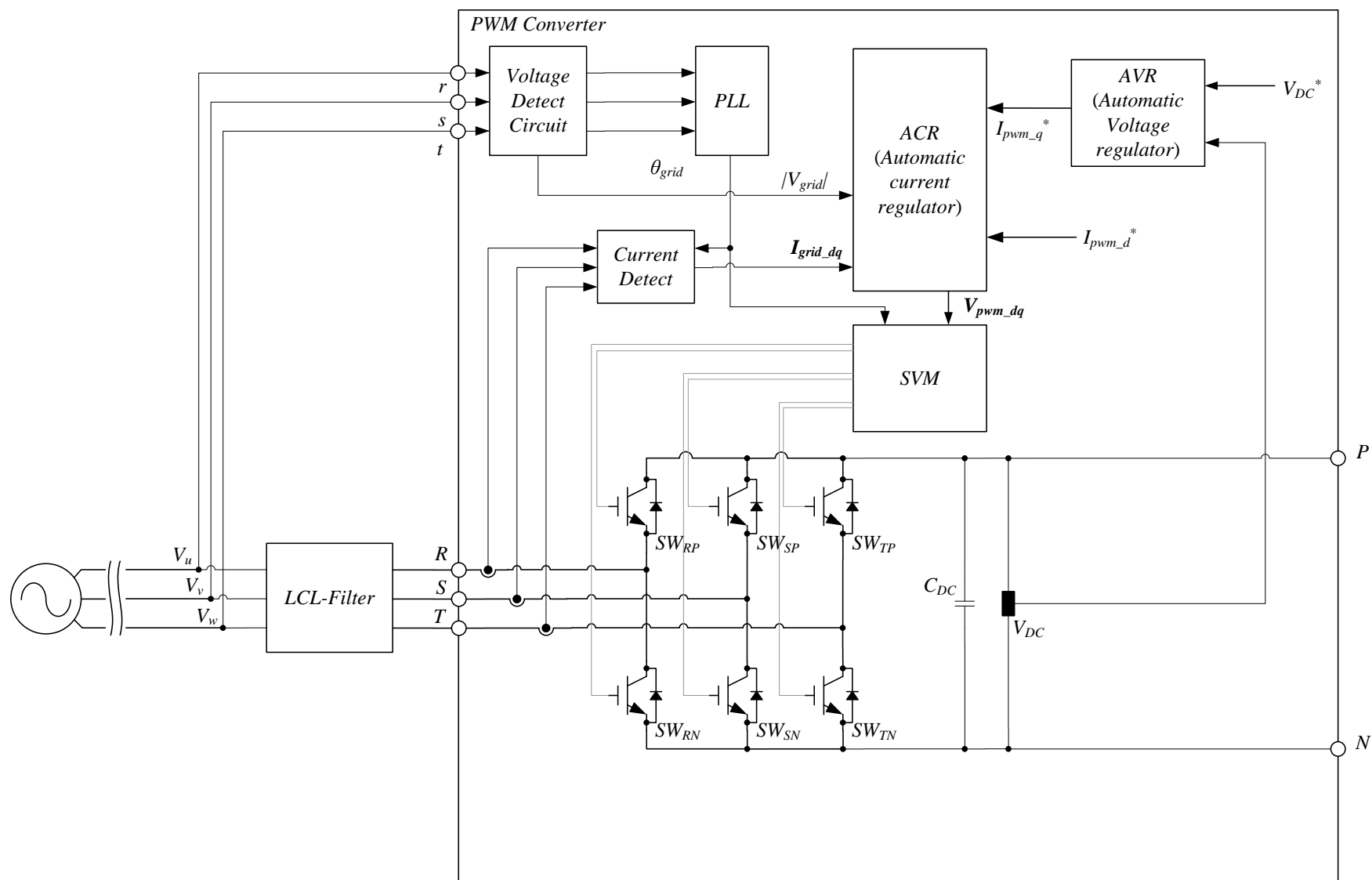


図 2-4-1. PWM コンバータの制御系全体

### 2-4-1. 電圧検出回路(Voltage Detect Circuit)

通常の PWM コンバータは 3 相電源電圧  $V_{grid\_u}$ ,  $V_{grid\_v}$ ,  $V_{grid\_w}$  (2 相の検出の場合もある)<sup>\*1</sup> の電圧検出回路と 3 相電流  $I_{pwm\_u}$ ,  $I_{pwm\_v}$ ,  $I_{pwm\_w}$  (2 相の検出の場合もある) の検出回路および、直流母線電圧  $V_{DC}$  の検出回路を有する<sup>[19]</sup>。制御系の構成であるが、図 2-4-2 の電圧検出回路により AD 変換(ADC)された 3 相電源の線間電圧  $V_{grid\_rs}$ ,  $V_{grid\_st}$ ,  $V_{grid\_tr}$  が MPC 内部に取り込まれる。図 2-4-2 の電圧検出回路は線間電圧を分圧抵抗により降圧し ADC で変換し、線間電圧を検出する。電圧検出回路は絶縁と降圧を目的にトランスで構成される場合も有る。

\*1. 3 相電源検出を用いない構成も存在する<sup>[53]</sup>

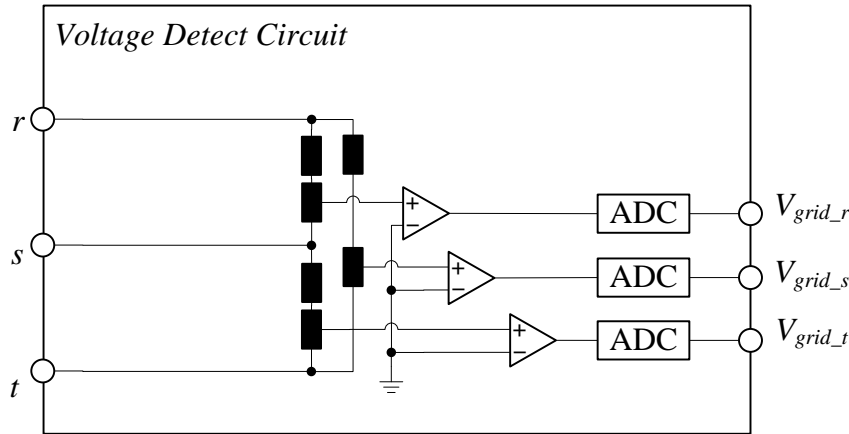


図 2-4-2. 電圧検出回路

### 2-4-2. PLL( Phase Locked Loop )

PLL は,  $V_{grid\_rs}$ ,  $V_{grid\_st}$ ,  $V_{grid\_tr}$  を入力とし電源位相を求める。PLL 回路はまず, 検出した  $V_{grid\_rs}$ ,  $V_{grid\_st}$ ,  $V_{grid\_tr}$  を式 2-2-25 で直交座標変換し  $V_{grid\_a}$ ,  $V_{grid\_b}$ , 線間電圧位相の推定値  $\hat{\theta}_{grid\_pp}$  の位相で回転座標変換し, 直流化された電源電圧  $V_{grid\_q}$ ,  $V_{grid\_d}$  を求める。PLL は, 電源電圧の  $d$  軸成分の電圧  $V_{grid\_d}$  を零になるように PI 制御する。PI 制御を電源電圧ベクトルの回転速度の推定値  $\hat{\omega}_{grid}$  とすると, これを積分して  $\hat{\theta}_{grid\_pp}$  を得る。この PLL 回路は電源電圧ベクトルを回転座標変換出力の  $q$  軸上に拘束させる様に回転座標軸変換の位相となる  $\hat{\theta}_{grid\_pp}$  が自動計算されるため, 定常的には  $\hat{\omega}_{grid}$  は電源周波数と一致し,  $\hat{\theta}_{grid\_pp}$  は線間電圧ベクトルの位相と一致する。本論分で扱う PWM コンバータの制御則では, 無効電流軸を  $d$  軸, 有効電流軸を  $q$  軸でそれぞれ相基準とするので, 線間電圧位相から  $\pi/6$  を減算することで相電圧位相  $\hat{\theta}_{grid}$  を求める。また, 電源電圧の大きさ  $|\mathbf{V}_{grid}|$  を  $V_{grid\_a}$ ,  $V_{grid\_b}$  からピタゴラスの定理を用いて求める。 $|\mathbf{V}_{grid}|$  は相あたりの実効値として求めるために,  $1/(\sqrt{2} \cdot \sqrt{3})$  の係数を乗じている。

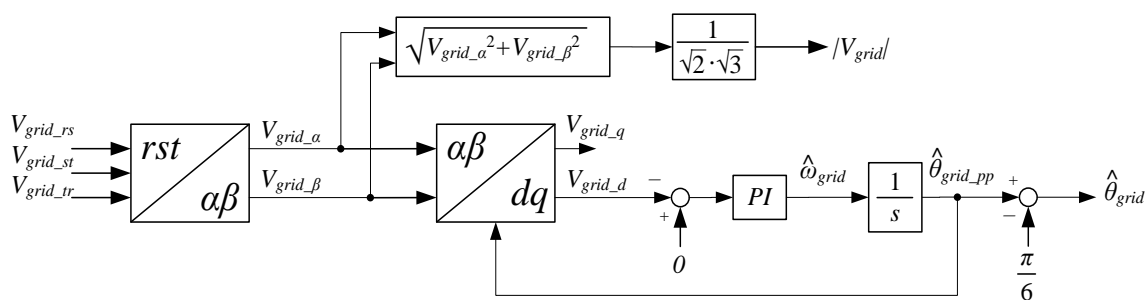


図 2-4-3. 電源位相推定の PLL

### 2-4-3. 電流検出( Current Detect Circuit )

電流検出回路の構成を

図 2-4-4 に示す。電流検出回路は PWM コンバータの出力電流  $I_{pwm\_r}$ ,  $I_{pwm\_s}$ ,  $I_{pwm\_t}$  を検出する。参考文献[54]の様に LCL-Filter の電源系統側の電流  $I_{grid\_r}$ ,  $I_{grid\_s}$ ,  $I_{grid\_t}$  を検出する方法もあり LCL-Filter の共振抑制に関して効果を挙げているが、実際の製品に適用する場合、ハードウェア構造及び、利便性を考慮すると、変流器(DCCT)をユニットの外側に配置するのは困難であるため、本論文で取り扱う電流検出はユニット内部に DCCT を配置できる  $I_{pwm\_r}$ ,  $I_{pwm\_s}$ ,  $I_{pwm\_t}$  を検出する方式に限定している。

検出された  $I_{pwm\_r}$ ,  $I_{pwm\_s}$ ,  $I_{pwm\_t}$  は、図 2-4-5 に示しているように 3 / 2 相変換と電源位相  $\hat{\theta}_{grid}$  基準での回転座標変換を行い、 $q$  軸電流成分  $I_{pwm\_q}$  と  $d$  軸電流成分  $I_{pwm\_d}$  を得る。PLL によって電源電圧ベクトルが  $q$  軸に拘束されることから、 $I_{pwm\_q}$  は電源電圧と同位相の電流であり、すなわち有効電流成分である。また、 $d$  軸は電源電圧の位相に直交するので  $I_{pwm\_d}$  は無効電流成分である。

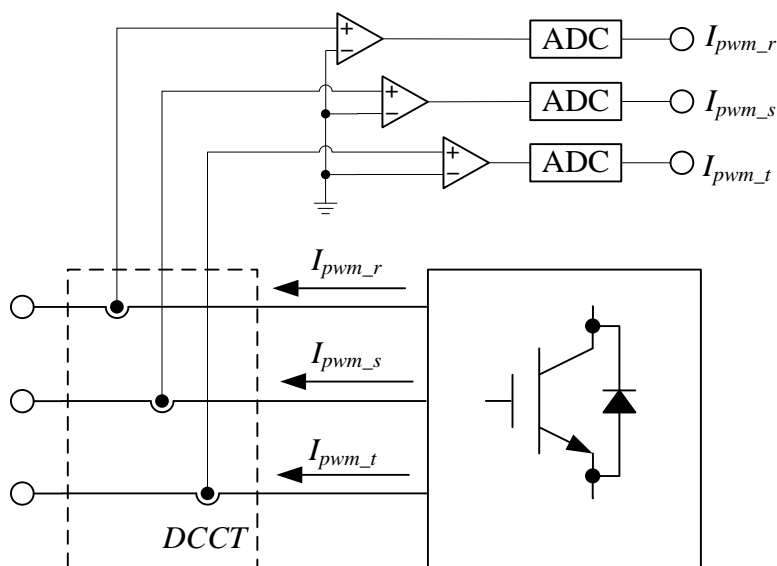


図 2-4-4. 電流検出回路

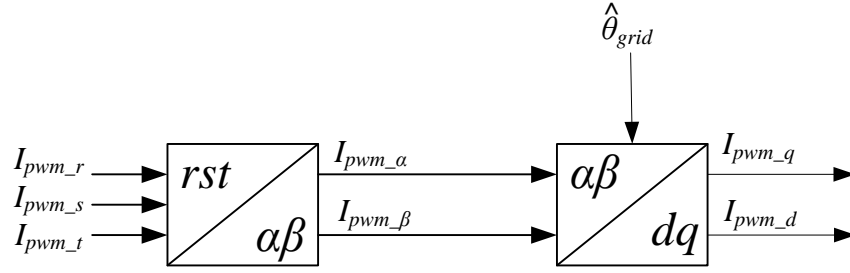


図 2-4-5.  $dq$  軸電流検出

#### 2-4-4. 電流制御器 ACR

ACR は電源系統の電流を制御するための電流制御器である。AVR から受ける  $q$  軸電流指令  $I_{pwm\_q}^*$  と  $I_{pwm\_q}$  を一致させるための電圧指令  $V_{pwm\_q}$ 、及び  $d$  軸電流指令  $I_{pwm\_d}^*$  と  $I_{pwm\_d}$  を一致させるための電圧指令  $V_{pwm\_d}$  を生成する。

ACR の制御対象としては、LCL-Filter を含む電源系統となり、ACR の設計の際はこのモデルが必要である。式 2-2-36、図 2-2-2 に示したのは回転座標軸上の厳密な状態方程式とブロック図であるが煩雑であり ACR の設計が困難である。従って、以下の条件を用いてモデルの簡易化を行う。

- ・コンデンサの寄生抵抗成分( $R_c$ )は LCL-Filter のコンデンサによるインピーダンス  $1/\omega C_1$  より十分に小さいため、

$$R_c \ll \frac{1}{\omega C_1}$$

$$R_c \mathbf{I}_{22} = \mathbf{0}_{22}$$

式 2-4-1

- ・寄生抵抗成分( $R_{g2}+R_c$ )は LCL-Filter のインピーダンスによる電圧降下  $\omega L_2 \mathbf{J}_{22}$  より十分に小さいため、零と近似。

$$R_{g2} + R_c \ll \omega L_2$$

$$(R_{g2} + R_c) \mathbf{I}_{22} = \mathbf{0}_{22}$$

式 2-4-2

- ・アドミタンス  $\omega C_1 \mathbf{J}_{22}$  は  $C_1$  が数[uF]ときわめて小さく、 $L_1$  のアドミタンス  $1/\omega L_1$  より十分に小さいため、零と近似。

$$\omega C_1 \mathbf{J}_{22} = \mathbf{0}_{22}$$

式 2-4-3

- ・電源系統インダクタンス  $L_g$  は電源容量が十分に確保できているとして、零と近似

$$L_{g2} = L_g + L_2 = L_2$$

式 2-4-4

上記の近似を行うと、式 2-2-36 は、

$$\frac{d}{dt} \mathbf{X}_{dq} = \mathbf{A}'_{dq} \mathbf{X}_{dq} + \mathbf{B}'_{dq} \mathbf{U}_{dq}.$$

$$\mathbf{A}'_{dq} = \begin{bmatrix} -R_1 L_1^{-1} \mathbf{I}_{22} - \omega_{grid} \mathbf{J}_{22} & \mathbf{0}_{22} & -L_1^{-1} \mathbf{I}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & -\omega_{grid} \mathbf{J}_{22} & L_2^{-1} \mathbf{I}_{22} \\ C_1^{-1} \mathbf{I}_{22} & -C_1^{-1} \mathbf{I}_{22} & \mathbf{0}_{22} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}'_{dq} = \begin{bmatrix} L_1^{-1} \mathbf{I}_{22} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & -L_2^{-1} \mathbf{I}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} \end{bmatrix}$$

式 2-4-5

式 2-4-5 を展開すると、

$$\frac{d}{dt} \mathbf{I}_{pwm\_dq} = -\left(R_1 L_1^{-1} \mathbf{I}_{22} + \omega_{grid} \mathbf{J}_{22}\right) \mathbf{I}_{pwm\_dq} - L_1^{-1} \mathbf{I}_{22} V_{c\_dq} + L_1^{-1} \mathbf{I}_{22} V_{pwm\_dq}$$

$$\frac{d}{dt} \mathbf{I}_{grid\_dq} = -\omega_{grid} \mathbf{J}_{22} \mathbf{I}_{grid\_dq} + L_2^{-1} \mathbf{I}_{22} V_{c\_dq} - L_2^{-1} \mathbf{I}_{22} V_{grid\_dq}$$

$$\frac{d}{dt} V_{c\_dq} = C_1^{-1} \mathbf{I}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq} - C_1^{-1} \mathbf{I}_{22} \mathbf{I}_{grid\_dq}.$$

式 2-4-6

となる。

式 2-4-6 の第 3 式の両辺に  $C_1$  をかけると、

$$C_1 \frac{d}{dt} V_{c\_dq} = \mathbf{I}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq} - \mathbf{I}_{22} \mathbf{I}_{grid\_dq}$$

となる。LCL-Filter の  $C_1$  の容量は数[uF]であり  $C_1$  に流入する電流  $\mathbf{I}_{c\_dq} = C_1 d\mathbf{V}_{c\_dq}/dt$  は  $\mathbf{I}_{pwm\_dq}$ ,  $\mathbf{I}_{grid\_dq}$  に比べ十分小さいと仮定すると、

$$\mathbf{0}_{22} = \mathbf{I}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq} - \mathbf{I}_{22} \mathbf{I}_{grid\_dq}$$

$$\mathbf{I}_{pwm\_dq} = \mathbf{I}_{grid\_dq}$$

式 2-4-7

となり、LCL-Filter の PWM コンバータ側の電流と電源側の電流は等しいと近似できる。ここで、式 2-4-7 の関係を、式 2-4-6 の第 2 式に代入すると、

$$\frac{d}{dt} \mathbf{I}_{pwm\_dq} = -\omega_{grid} \mathbf{J}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq} + L_2^{-1} \mathbf{I}_{22} V_{c\_dq} - L_2^{-1} \mathbf{I}_{22} V_{grid\_dq}$$

となり、上式の第 2 式を  $V_{c\_dq}$  についてまとめると、

$$\mathbf{I}_{22} V_{c\_dq} = L_2 \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{pwm\_dq} + \omega_{grid} L_2 \mathbf{J}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq} + \mathbf{I}_{22} V_{grid\_dq}$$

となり、これを、式 2-4-6 の第 1 式に代入すると、

$$\frac{d}{dt} \mathbf{I}_{pwm\_dq} = -\left(R_1 L_1^{-1} \mathbf{I}_{22} + \omega_{grid} \mathbf{J}_{22}\right) \mathbf{I}_{pwm\_dq} - L_1^{-1} \mathbf{I}_{22} \left( L_2 \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{pwm\_dq} + \omega_{grid} L_2 \mathbf{J}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq} + \mathbf{I}_{22} \mathbf{V}_{grid\_dq} \right) + L_1^{-1} \mathbf{I}_{22} \mathbf{V}_{pwm\_dq}$$

状態方程式の表現にまとめなおすと、

$$\frac{d}{dt} \mathbf{I}_{pwm\_dq} = -\left( \frac{R_1}{L_1 + L_2} \mathbf{I}_{22} + \omega_{grid} \mathbf{J}_{22} \right) \mathbf{I}_{pwm\_dq} + (L_1 + L_2)^{-1} \mathbf{I}_{22} (\mathbf{V}_{pwm\_dq} - \mathbf{V}_{grid\_dq})$$

式 2-4-8

となる。式 2-4-8 は LCL-Filter を近似した状態方程式であり、PWM コンバータの単純な制御系を設計する際に用いるモデルである。近似した状態方程式は  $C_1$  が要素に含まれておらず、一次遅れ特性となっている。そのため近似モデルが適用できる範囲は LCL-Filter の共振周波数以下の範囲であり、ACR のカットオフ周波数はその範囲内に設定する必要がある。

ACR の具体的な構成について述べる。PWM コンバータの PWM 出力電圧  $\mathbf{V}_{pwm\_dq}$  を以下の様に定義する。

$$\mathbf{V}_{pwm\_dq} = \mathbf{V}_{grid\_FF}^* + \mathbf{V}_{decoup}^* + \mathbf{V}_{PI}^*$$

式 2-4-9

式 2-4-9 の左辺第一項  $\mathbf{V}_{grid\_FF}$  は式 2-4-8 の電源電圧  $\mathbf{V}_{grid\_dq}$  を相殺する項であり、 $\mathbf{V}_{grid\_dq}$  が PLL によって、電源電圧ベクトルが  $q$  軸に拘束されているとすると、

$$\mathbf{V}_{grid\_FF}^* = \mathbf{V}_{grid\_dq} = \begin{bmatrix} 0 \\ V_{grid\_q} \end{bmatrix}$$

式 2-4-10

となる。

式 2-4-9 の左辺第二項  $\mathbf{V}_{decoup}$  は式 2-4-8 の干渉項  $\omega_{grid} \mathbf{J}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq}$  を相殺する非干渉制御の項であり、

$$\mathbf{V}_{decoup}^* = \omega_{grid} (L_1 + L_2) \mathbf{J}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq}$$

式 2-4-11

とする。

式 2-4-9 の左辺第三項  $\mathbf{V}_{PI}$  は、PI 制御による電流制御ループの出力電圧であり、

$$\mathbf{V}_{PI}^* = \begin{bmatrix} V_{pwm\_d} \\ V_{pwm\_q} \end{bmatrix} = K_{acr\_p} \left( 1 + \frac{1}{T_{acr\_i} s} \right) \mathbf{I}_{22} (\mathbf{I}_{pwm\_dq}^* - \mathbf{I}_{pwm\_dq})$$

式 2-4-12

となり、ここで P ゲイン  $K_{acr\_p}$  を所望とする電流ループの応答各周波数を  $\omega_{acr}$  とし、

$$K_{acr\_p} = (L_1 + L_2) \omega_{acr}$$

式 2-4-13

と設計し、式 2-4-9 を式 2-4-8 に代入すると、

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{pwm\_dq} = & - \left( \frac{R_1}{L_1 + L_2} \mathbf{I}_{22} + \omega_{grid} \mathbf{J}_{22} \right) \mathbf{I}_{pwm\_dq} + (L_1 + L_2)^{-1} \mathbf{I}_{22} \mathbf{V}_{decoup}^* \\ & + (L_1 + L_2)^{-1} \mathbf{I}_{22} (\mathbf{V}_{grid\_FF}^* - \mathbf{V}_{grid\_dq}) + (L_1 + L_2)^{-1} \mathbf{I}_{22} \mathbf{V}_{PI}^* \end{aligned}$$

式 2-4-14

となり、式 2-4-10、式 2-4-11、式 2-4-12、式 2-4-13 を式 2-4-14 式に代入すると、

$$\frac{d}{dt} \mathbf{I}_{pwm\_dq} = - \frac{R_1}{L_1 + L_2} \mathbf{I}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq} + \omega_{acr} \left( 1 + \frac{1}{T_{acr\_i} s} \right) \mathbf{I}_{22} (\mathbf{I}_{pwm\_dq}^* - \mathbf{I}_{pwm\_dq})$$

式 2-4-15

の様に ACR の PI 制御に関する項だけが残る。更に、式 2-4-15 をラプラス変換して整理すると、

$$\begin{aligned} \mathcal{L} \left( \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{pwm\_dq} \right) &= s \mathbf{I}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq} = - \frac{R_1}{L_1 + L_2} \mathbf{I}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq} + \omega_{acr} \left( 1 + \frac{1}{T_{acr\_i} s} \right) \mathbf{I}_{22} (\mathbf{I}_{pwm\_dq}^* - \mathbf{I}_{pwm\_dq}) \\ s(s + T_{12}) \mathbf{I}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq} &= \omega_{acr} \left( s + \frac{1}{T_{acr\_i}} \right) \mathbf{I}_{22} (\mathbf{I}_{pwm\_dq}^* - \mathbf{I}_{pwm\_dq}) \end{aligned}$$

式 2-4-16

ここで、LCL-Filter の回路時定数を  $T_{12}$  として下記の様に置いた。

$$T_{12} = \frac{L_1 + L_2}{R_1}$$

式 2-4-17

ACR 積分器の時定数  $T_{acr\_i}$  を LCL-Filter の回路時定数  $T_{12} = (L_1 + L_2)/R_1$  にあわせて、

$$T_{acr\_i} = T_{12}$$

式 2-4-18

の様に設計できたとすると、式 2-4-16 の左辺の  $T_{12}$  項と、右辺の積分時定数  $T_{acr\_i}$  に関する項が相殺され、式 2-4-16 は、

$$s \mathbf{I}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq} = \omega_{acr} \mathbf{I}_{22} (\mathbf{I}_{pwm\_dq}^* - \mathbf{I}_{pwm\_dq})$$

となり、

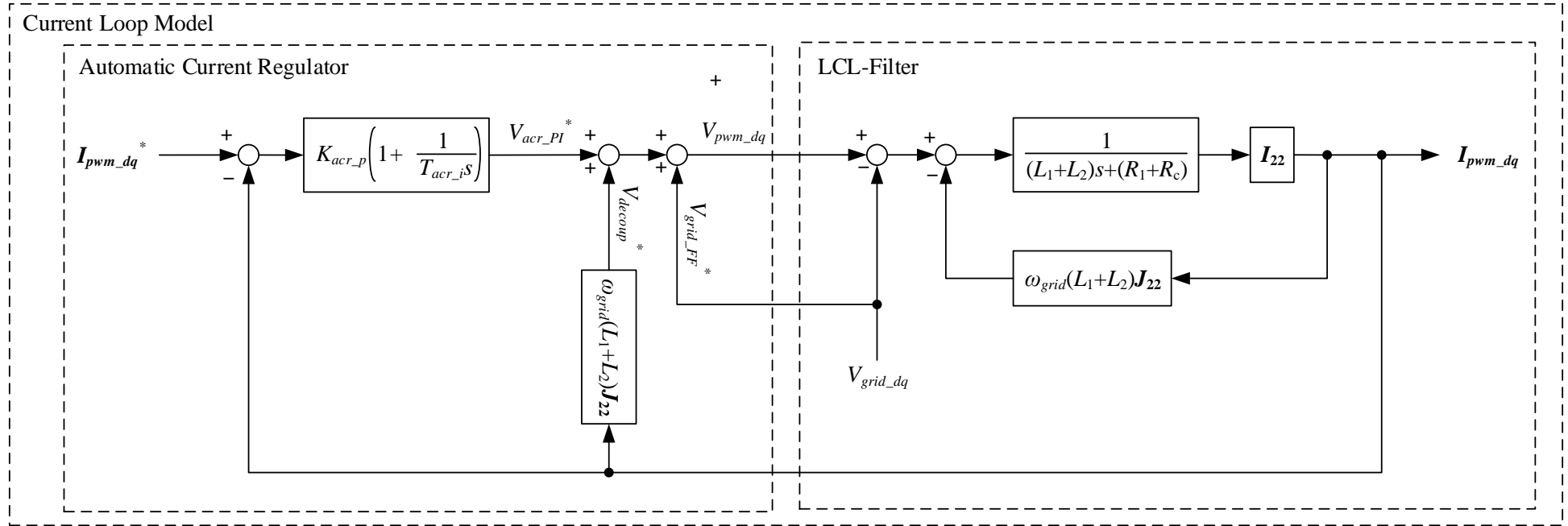
$$\mathbf{I}_{pwm\_dq} = \frac{\omega_{acr}}{s + \omega_{acr}} \mathbf{I}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq}^*$$

式 2-4-19

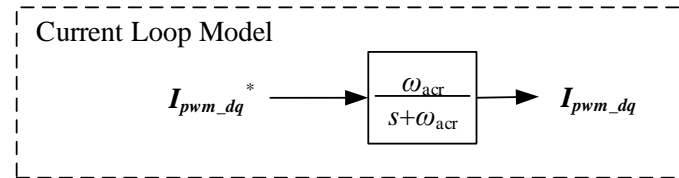
が得られる。これは、 $\mathbf{I}_{pwm\_dq}^*$  から  $\mathbf{I}_{pwm\_dq}$  までの応答が  $\omega_{acr}$  の速さで追従することを意味し、PWM コンバータの電流制御が達成されることを意味する。

これらの制御系の構成をブロック図にまとめたものを図 2-4-6 に示す。図 2-4-6.(a)は LCL-Filter と ACR の構成をブロック図にしたもので、図 2-4-6.(b)は、図 2-4-6.(a)を解き簡略化したものである。





(a)



(b)

図 2-4-6. 電流制御器(ACR)のブロック図

#### 2-4-5. 主回路直流母線電圧制御器 AVR

次に、主回路直流母線電圧 AVR(Automatic Voltage Regulator)の制御則について説明する。AVR は PWM コンバータの上位より設定された主回路直流母線指令  $V_{DC}^*$  に基づき、主回路直流母線電圧  $V_{DC}$  を制御する。 $V_{DC}^*$  には通常一定値が用いられるため、 $V_{DC}$  も一定値に制御される。AVR の制御系の基本構成は PI 制御とし、PI 制御出力を ACR に入力する  $q$  軸電流指令  $I_{pwm\_q}$  とする。これより具体的な AVR の制御法則について説明する。

まず、主回路直流母線電圧と 3 相交流入力の関係は、式 2-3-2、式 2-3-3 であり、式 2-3-2 中の  $I_{grid\_q}$  を、式 2-4-7 で示したように  $I_{pwm\_q}$  と近似すれば式 2-3-2 は、

$$A_{cnv} I_{grid\_q} - I_{LOAD} = A_{cnv} I_{pwm\_q} - I_{LOAD} = I_{DC}$$

式 2-4-20

となる。更に、 $\omega_{acr}$  が十分に速く設計されているとすると、

$$I_{pwm\_q} = I_{pwm\_q}^*$$

式 2-4-21

が成立するため、式 2-4-20 は、

$$A_{cnv} I_{pwm\_q}^* - I_{LOAD} = I_{DC}$$

式 2-4-22

とすることが出来る。

式 2-4-22 を式 2-3-3 に代入すると、

$$V_{DC}(s) = \frac{1}{s} I_{DC}(s) = \frac{1}{s} (A_{cnv} I_{pwm\_q}^* - I_{LOAD})$$

式 2-4-23

とすることができ、これは  $I_{pwm\_q}^*$  を操作することで  $V_{DC}$  を制御できることを示している。

$I_{pwm\_q}^*$  は  $V_{DC}^*$  を  $V_{DC}$  に追従するように構成した以下の PI 制御器の出力とする。

$$I_{pwm\_q}^* = A_{cnv}^{-1} K_{avr\_p} \left( 1 + \frac{1}{T_{avr\_i} s} \right) (V_{DC}^* - V_{DC})$$

式 2-4-24

PI 制御の出力には PI 制御器の比例ゲイン  $K_{avr\_p}$  に加え、 $V_{DC}$  の大きさによって応答が変動しないように 3 相交流と主回路直流母線の電流の変換係数の逆数  $A_{cnv}^{-1}$  が乗じられる。なお、 $K_{avr\_p}$  は、

$$K_{avr\_p} = C_{DC} \omega_{avr}$$

式 2-4-25

とする。ここで、AVR の応答各周波数を  $\omega_{avr}$  とする。 $\omega_{avr}$  や積分時定数  $T_{avr\_i}$  は ACR の応答  $\omega_{acr}$  より遅く設計して置かなければ制御発振を引き起こすので、下記のような関係になるように設計する。

$$\omega_{avr} < \omega_{acr}$$

式 2-4-26

$$\frac{1}{T_{avr\_i}} < \omega_{acr}$$

式 2-4-27

$\omega_{avr}$  は、回生負荷電力のインパクト入力時に  $V_{DC}$  が過電圧になることで、主回路コンデンサ  $C_{DC}$  を破壊しないように、式 2-4-26 の条件を満たす範囲で十分に速く設計する必要がある。積分時定数  $T_{avr\_i}$  の設計は定常負荷入力時に  $V_{DC}^*$  と  $V_{DC}$  の定常偏差が零に収束すればよいので、極端に速い時間を設定する必要は無く、通常は数 100[ms]程度に選定すれば十分である。

AVR の全体の制御系のブロック図を図 2-4-7 に示す。

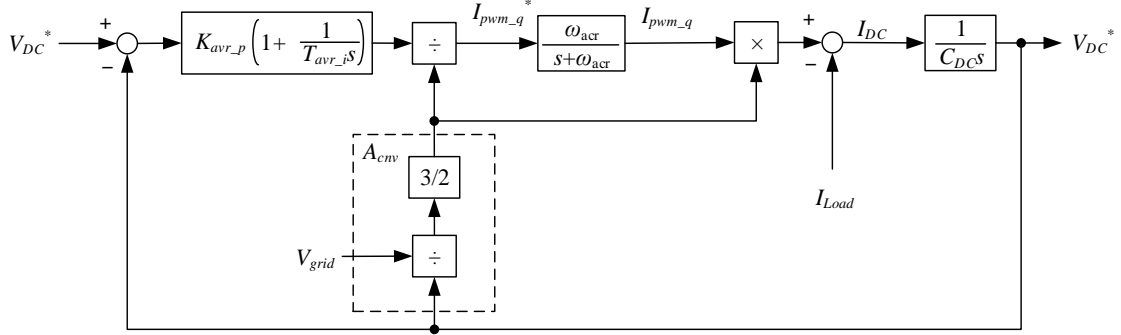


図 2-4-7. AVR ブロック図

## 2-5. PWM コンバータシステムの問題点

2-2 節から 2-4 節では、電源系系統と LCL-Filter を含めた PWM コンバータのモデル化や、基本制御構成について述べた。本節ではこれらの構成に関する問題点に関して詳しく説明する。

### 2-5-1. LCL-Filter の共振

PWM コンバータで用いられる LCL-Filter は PWM のキャリアリップルを抑制する能力が高いが、その反面、共振現象が発生することが知られている。本節では LCL-Filter の状態方程式より伝達関数を求めることで、その特性と問題点について考察する。

LCL-Filter を近似した簡易モデルの状態方程式は式 2-4-5 であり、ここから伝達関数を導く。伝達関数を求めるにあたり簡単のため、式 2-4-11 の非干渉制御出力  $\mathbf{V}_{decoup}^*$  によって十分に干渉項が補償されているとすると、式 2-4-5 の干渉項である  $\mathbf{J}_{22}$  の項を零行列でおきかえて、

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{X}_{dq} &= \mathbf{A}_{dq}'' \mathbf{X}_{dq} + \mathbf{B}_{dq}'' \mathbf{U}_{dq}' \\ \mathbf{A}_{dq}'' &= \begin{bmatrix} -R_1 L_1^{-1} \mathbf{I}_{22} & \mathbf{0}_{22} & -L_1^{-1} \mathbf{I}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} & L_2^{-1} \mathbf{I}_{22} \\ C_1^{-1} \mathbf{I}_{22} & -C_1^{-1} \mathbf{I}_{22} & \mathbf{0}_{22} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_{dq}'' &= \begin{bmatrix} L_1^{-1} \mathbf{I}_{22} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & -L_2^{-1} \mathbf{I}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \mathbf{0}_{22} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

式 2-5-1

ここで、状態方程式の入力行列  $\mathbf{U}'_{dq}$  は、非干渉項を除く  $\mathbf{V}_{pwm\_dq}$  の出力を  $\mathbf{V}_{pwm\_dq}'$  として以下の様に定義する。

$$\mathbf{U}'_{dq} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{pwm\_dq}' \\ \mathbf{V}_{grid\_dq} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{V}_{pwm\_dq}' = \mathbf{V}_{pwm\_dq} - \mathbf{V}_{decoup}^* = \mathbf{V}_{grid\_FF}^* + \mathbf{V}_{PI}^*$$

式 2-5-2

式 2-5-1 をラプラス変換し、行列を展開すると、

$$\mathcal{L}\left(\frac{d}{dt} \mathbf{X}_{dq}\right) = s\mathbf{I}_{66} \mathbf{X}_{dq}(s) = \mathbf{A}_{dq} \mathbf{X}_{dq}(s) + \mathbf{B}_{dq} \mathbf{U}_{dq}(s)$$

式 2-5-3

$$s\mathbf{I}_{pwm\_dq} = -R_1 L_1^{-1} \mathbf{I}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq} - L_1^{-1} \mathbf{I}_{22} \mathbf{V}_{c\_dq} + L_1^{-1} \mathbf{I}_{22} \mathbf{V}_{pwm\_dq}$$

式 2-5-4

$$s\mathbf{I}_{grid\_dq} = L_2^{-1} \mathbf{I}_{22} \mathbf{V}_{c\_dq} - L_2^{-1} \mathbf{I}_{22} \mathbf{V}_{grid\_dq}$$

式 2-5-5

$$s\mathbf{V}_{c\_dq} = C_1^{-1} \mathbf{I}_{22} (\mathbf{I}_{pwm\_dq} - \mathbf{I}_{grid\_dq})$$

式 2-5-6

となり、式 2-5-6 を  $\mathbf{V}_{c\_dq}$  に関する式にまとめると、

$$\mathbf{V}_{c\_dq} = \frac{1}{C_1 s} \mathbf{I}_{22} (\mathbf{I}_{pwm\_dq} - \mathbf{I}_{grid\_dq})$$

式 2-5-7

式 2-5-7 を、式 2-5-4、式 2-5-5 に代入し、それぞれ  $\mathbf{I}_{pwm\_dq}$ 、 $\mathbf{I}_{grid\_dq}$  に関する伝達関数を求めると、

$$\mathbf{I}_{pwm\_dq} = \frac{\omega_1^2}{s^2 + \frac{R_1}{L_1}s + \omega_1^2} (\mathbf{I}_{grid\_dq} + C_1 s \mathbf{I}_{22} \mathbf{V}_{pwm\_dq})$$

式 2-5-8

$$\mathbf{I}_{grid\_dq} = \frac{\omega_2^2}{s^2 + \omega_2^2} (\mathbf{I}_{pwm\_dq} - C_1 s \mathbf{I}_{22} \mathbf{V}_{grid\_dq})$$

式 2-5-9

となる。ここで、LCL-Filter の  $L_1$  と  $C_1$  で決まる固有角周波数  $\omega_1$  と、 $L_2$  と  $C_1$  で決まる固有角周波数  $\omega_2$  は、

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{L_1 C_1}}, \quad \omega_2 = \sqrt{\frac{1}{L_2 C_1}}$$

式 2-5-10

としている。また、LCL-Filter の抵抗は  $R_1$  であるが、共振抑制のために減衰係数を期待するほ

ど十分な大きさではないため,

$$R_1 = 0$$

式 2-5-11

と近似すると, 式 2-5-8 は,

$$\mathbf{I}_{pwm\_dq} = \frac{\omega_1^2}{s^2 + \omega_1^2} (\mathbf{I}_{grid\_dq} + C_1 s \mathbf{I}_{22} \mathbf{V}_{pwm\_dq})$$

式 2-5-12

となり, 式 2-5-12, 式 2-5-9 を行列にまとめなおすと, 以下の伝達関数を得る。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{pwm\_dq} \\ \mathbf{I}_{grid\_dq} \end{bmatrix} = \frac{1}{s} \frac{1}{H_1(s)} \begin{bmatrix} L_1^{-1} \mathbf{I}_{22} & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & L_2^{-1} \mathbf{I}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (s^2 + \omega_2^2) \mathbf{I}_{22} & -\omega_2^2 \mathbf{I}_{22} \\ \omega_1^2 \mathbf{I}_{22} & -(s^2 + \omega_1^2) \mathbf{I}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{pwm\_dq}' \\ \mathbf{V}_{grid\_dq} \end{bmatrix}$$

式 2-5-13

なお LCL-Filter の特性方程式  $H_1(s)$  は以下である。

$$H_1(s) = s^2 + \omega_{lcl}^2.$$

式 2-5-14

式 2-5-14 の共振角周波数  $\omega_{lcl}$  は以下である。

$$\omega_{lcl} = \sqrt{\omega_1^2 + \omega_2^2}.$$

式 2-5-15

$H_1(s)$  は,  $\mathbf{I}_{pwm\_dq}$ ,  $\mathbf{I}_{grid\_dq}$  の特性を決める方程式である。 $H_1(s)$  は, 減衰項である 1 次の  $s$  の項が無く共振特性を持つことを意味している。電圧入力ベクトル  $\mathbf{V}_{pwm\_dq}'$  及び  $\mathbf{V}_{grid\_dq}$  から,  $\mathbf{I}_{pwm\_dq}$  及び  $\mathbf{I}_{grid\_dq}$  までのゲイン線図を図 2-5-1 に示す。図 2-5-1 は  $\mathbf{V}_{pwm\_dq}'$  及び  $\mathbf{V}_{grid\_dq}$  に対して  $\mathbf{I}_{pwm\_dq}$  及び  $\mathbf{I}_{grid\_dq}$  が  $\omega_{lcl}$  で共振しているのが確認できる。また,  $\mathbf{V}_{pwm\_dq}'$  から  $\mathbf{I}_{pwm\_dq}$  までのゲイン線図では,  $\omega_2$  の反共振,  $\mathbf{V}_{grid\_dq}$  から  $\mathbf{I}_{grid\_dq}$  までのゲイン線図では,  $\omega_1$  の反共振が確認できる。 $\mathbf{V}_{grid\_dq}$  から  $\mathbf{I}_{pwm\_dq}$  と  $\mathbf{I}_{grid\_dq}$  の伝達関数の持つ共振特性であるが  $\mathbf{V}_{grid\_dq}$  が電源電圧であることから, 理想的な正弦波に近い電圧であり, 高次高調波も少ないことが想定されるため, 余り大きな問題ではない。しかしながら,  $\mathbf{V}_{pwm\_dq}'$  から  $\mathbf{I}_{pwm\_dq}$  と  $\mathbf{I}_{grid\_dq}$  の伝達関数の持つ共振特性は  $\mathbf{V}_{pwm\_dq}'$  が PWM 信号であり多くの高次高調波を含む事, 及び  $\mathbf{V}_{pwm\_dq}'$  が制御出力であり制御系の応答カットオフ角周波数の設定によっては, 共振点近傍になることがあるため無視できる特性ではない。PWM 信号の高次高調波で共振周波数と一致してしまう事が無いように PWM のキャリア周波数は,  $\omega_{lcl}$  より十分に高い周波数に設定をする必要がある。図 2-5-1 に示す特性はいちど外乱を受けると自励発振を起こす臨界安定を示す系であるが, 本来であれば LCL-Filter の寄生抵抗や電源系統の寄生抵抗がダンピング抵抗の役割をし, 自励発振するには至らない。しかしながら, ACR などの制御系の応答角周波数が高く  $\omega_{lcl}$  に近づく場合,  $\mathbf{V}_{pwm\_dq}'$  に  $\omega_{lcl}$  の成分が含有することから,  $\mathbf{I}_{pwm\_dq}$  や  $\mathbf{I}_{grid\_dq}$  が共振することがあり, 特に電源系統の電流である  $\mathbf{I}_{grid\_dq}$  が共振する場合, 電源系統の騒音発生や周辺の精密機器への悪影響を及ぼす可能性が高くなる。そのため, 共振を抑制する手段が必要であり, 多様な手段が提案されている。

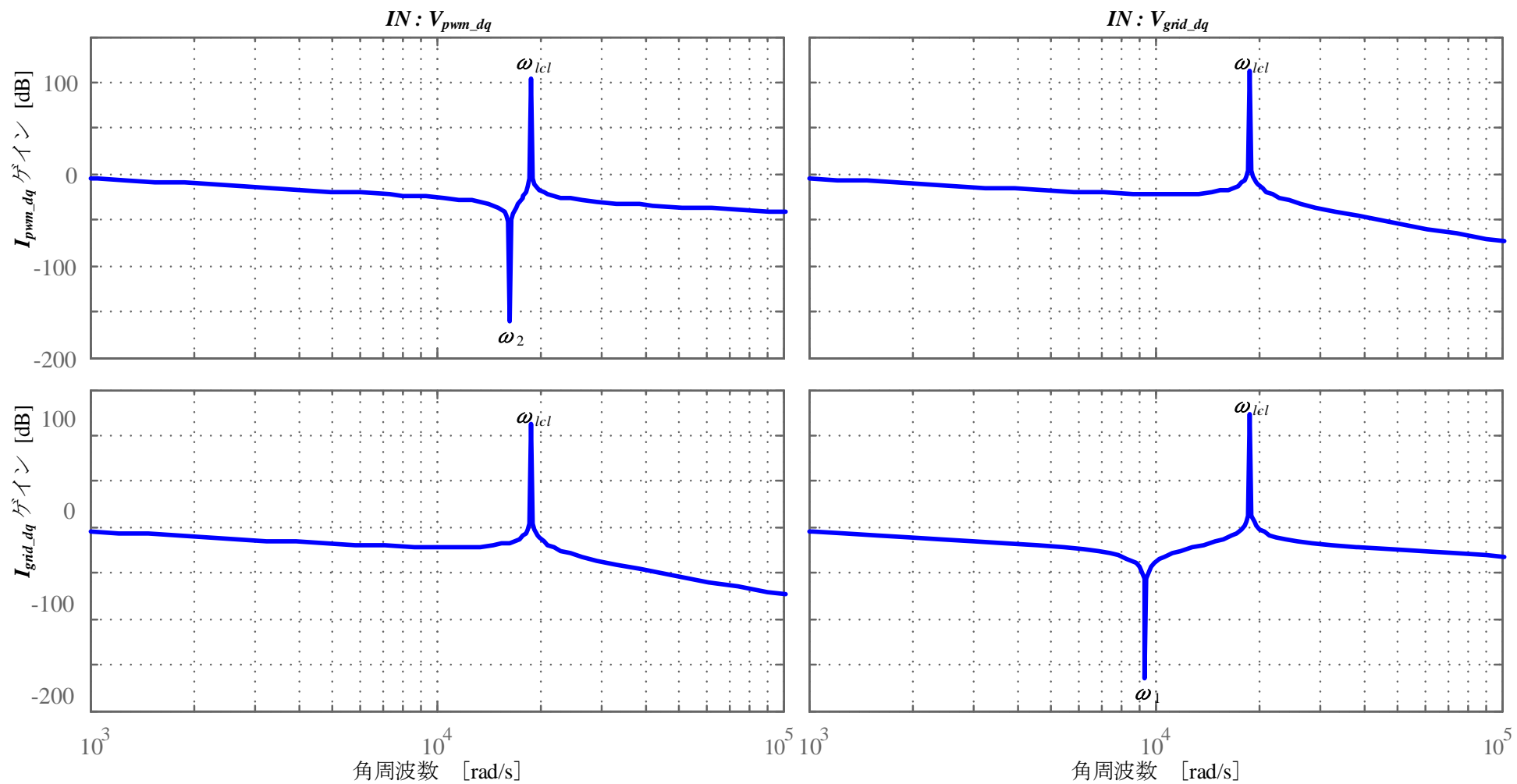


図 2-5-1.  $I_{pwm\_dq}$ ,  $I_{grid\_dq}$  のゲイン特性

## 2-5-2. 電源系統インダクタンス増加時の電源擾乱

2-5-1 節では、比較的盛んに研究されている LCL-Filter の共振現象と問題点について述べたが、本節では、電源系統インダクタンスの増加時に発生する低周波振動、すなわち電源擾乱現象に関して説明する。この電源擾乱現象は LCL-Filter の共振周波数よりもはるかに低い周波数で発生し、電圧振幅の変動も大きく周辺の電源供給の安定性を悪化する場合がある。電源系統インダクタンスは、適切に設備の電源容量を選定していれば無視できるほどに小さなものであるが、設備の増設などによって配線長が長距離に渡ったり、中継トランスの設置されるような場合においては、電源系統インダクタンスが増加してしまう。特に港湾クレーンの設備などは、配線長が 4[km] 以上で、中継トランスも配置されることがあるため電源系統インダクタンスの増加は避けられない場合がある。

図 2-5-2 に電源擾乱現象が起きたときの実際の波形を示す。線間電圧  $V_{rs}$  及び、電源系統電流  $I_r$  が低周波で振動しているのがわかる。

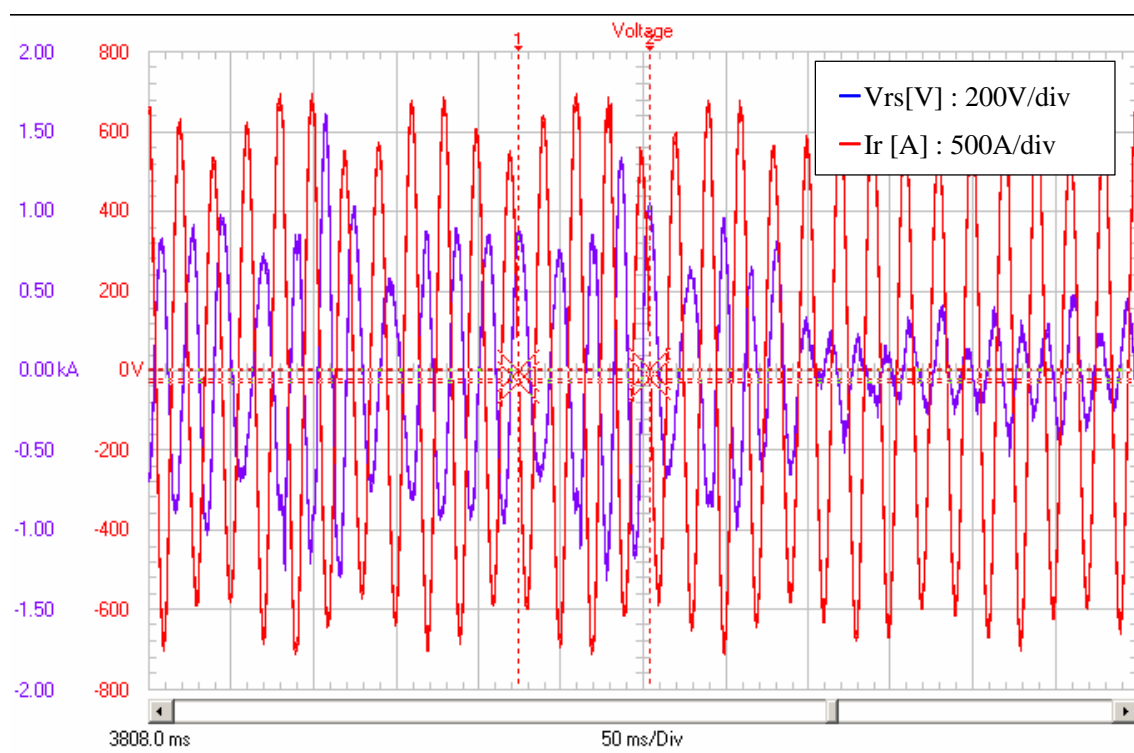


図 2-5-2. 実機検証で確認した低周波擾乱時の波形

以降では、電源擾乱現象が発生するメカニズムとそれに対する課題について説明する。

低周波擾乱が発生する原因の主要因は、電源設備のインダクタンス  $L_g$  が増加することである。2-4-4 節で ACR を設計した際の  $L_g$  は、電源容量が十分に確保できるため、零と近似した。上記で述べた長距離配線になる場合や電源容量を十分に確保できない場合は、 $L_g$  は無視できない値となり、式 2-4-4 の近似は成り立たなくなる。ACR の P ゲインは、式 2-4-13 の様に設計上あらかじめ予測できる LCL-Filter のインダクタンス  $L_1+L_2$  を加味して設計されている。理想的には、 $L_g$  を考慮した P ゲインを設計するべきであるが、 $L_g$  が未知のパラメータであるためあらかじめ P ゲイン設計に盛り込んでおくことが難しい。

そこで  $L_g$  の存在を考慮した上で、再度電流応答の伝達関数を求める。式 2-4-14 において、

$$L_2 \rightarrow L_2 + L_g$$

式 2-5-16

と置き換えを行うと、

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{pwm\_dq} = & - \left( \frac{R_1}{L_1 + L_2 + L_g} \mathbf{I}_{22} + \omega_{grid} \mathbf{J}_{22} \right) \mathbf{I}_{pwm\_dq} + (L_1 + L_2 + L_g)^{-1} \mathbf{I}_{22} \mathbf{V}_{decoup}^* \\ & + (L_1 + L_2 + L_g)^{-1} \mathbf{I}_{22} (\mathbf{V}_{grid\_FF}^* - \mathbf{V}_{grid\_dq}) + (L_1 + L_2 + L_g)^{-1} \mathbf{I}_{22} \mathbf{V}_{PI}^* \end{aligned}$$

式 2-5-17

となる。各制御量である式 2-4-10、式 2-4-11、式 2-4-12、式 2-4-13 を代入しまとめると、

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{pwm\_dq} = & - \frac{R_1}{L_{12g}} \mathbf{I}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq} + \left( \frac{L_{12}}{L_{12g}} - \mathbf{I}_{22} \right) \omega_{grid} \mathbf{J}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq} \\ & + \frac{L_{12}}{L_{12g}} \omega_{acr} \left( 1 + \frac{1}{T_{acr\_i} s} \right) \mathbf{I}_{22} (\mathbf{I}_{pwm\_dq}^* - \mathbf{I}_{pwm\_dq}) \end{aligned}$$

式 2-5-18

ここで、

$$L_{12g} = L_1 + L_2 + L_g$$

式 2-5-19

さらにラプラス変換し、ベクトルの成分  $I_{pwm\_d}$ 、 $I_{pwm\_q}$  のそれぞれに分解すると、

$$s I_{pwm\_d} = - \frac{R_1}{L_{12g}} I_{pwm\_d} + \frac{L_g}{L_{12g}} \omega_{grid} I_{pwm\_q} + \frac{L_{12}}{L_{12g}} \omega_{acr} \left( 1 + \frac{1}{T_{acr\_i} s} \right) (I_{pwm\_d}^* - I_{pwm\_d})$$

式 2-5-20

$$s I_{pwm\_q} = - \frac{R_1}{L_{12g}} I_{pwm\_q} - \frac{L_g}{L_{12g}} \omega_{grid} I_{pwm\_d} + \frac{L_{12}}{L_{12g}} \omega_{acr} \left( 1 + \frac{1}{T_{acr\_i} s} \right) (I_{pwm\_q}^* - I_{pwm\_q})$$

式 2-5-21

となり、 $d$  軸電流の動特性を示す式 2-5-20 について  $I_{pwm\_d}$  についてまとめると、

$$I_{pwm\_d} = \frac{L_{12g}^{-1}}{s^2 + L_{12g}^{-1} (R_1 + \omega_{acr} L_{12}) s + \frac{\omega_{acr} L_{12}}{L_{12g} T_{acr\_i}}} \left\{ L_g \omega_{grid} s I_{pwm\_q} + \left( L_{12} \omega_{acr} s + \frac{L_{12} \omega_{acr}}{T_{acr\_i}} \right) I_{pwm\_d}^* \right\}.$$

式 2-5-22

同様に、 $q$  軸電流の動特性を示す式 2-5-21 について  $I_{pwm\_q}$  についてまとめると、

$$I_{pwm\_q} = \frac{L_{12g}^{-1}}{s^2 + L_{12g}^{-1} (R_1 + \omega_{acr} L_{12}) s + \frac{\omega_{acr} L_{12}}{L_{12g} T_{acr\_i}}} \left\{ -L_g \omega_{grid} s I_{pwm\_d} + \left( L_{12} \omega_{acr} s + \frac{L_{12} \omega_{acr}}{T_{acr\_i}} \right) I_{pwm\_q}^* \right\}.$$

式 2-5-23

となる。 $I_{pwm\_d}$  に関する伝達関数は式 2-5-22 であるが、 $d$  軸電流指令である  $I_{pwm\_d}^*$  と  $L_g$  による



干渉項である  $I_{pwm\_q}$  の項で構成される。また、 $I_{pwm\_q}$  に関する伝達関数は式 2-5-23 であるが、 $q$  軸電流指令である  $I_{pwm\_q}^*$  と  $L_g$  による干渉項である  $I_{pwm\_d}$  の項で構成される。式 2-5-22, 式 2-5-23 の周波数特性を図 2-5-3 に示す。図 2-5-3 は  $L_g$  を 0 から  $4*L_1$  の大きさまで変動させた場合の電流指令  $I_{pwm\_dq}^*$  から電流フィードバック  $I_{pwm\_dq}$  までの周波数特性である。 $L_g$  が大きくなるにつれて、指令からフィードバックの周波数特性は遅い方にシフトする。

インダクタンスの干渉成分を含まない応答周波数は通常は一次遅れ特性であり、下記の特性に近似できる。

$$\frac{I_{pwm\_d}}{I_{pwm\_d}^*} = \frac{\omega_{acr}'}{s + \omega_{acr}'},$$

式 2-5-24

$$\frac{I_{pwm\_q}}{I_{pwm\_q}^*} = \frac{\omega_{acr}'}{s + \omega_{acr}'},$$

式 2-5-25

上式の応答を決める  $\omega_{acr}'$  は、 $L_g$  の大きさで決まるカットオフ角周波数で、

$$\omega_{acr}' = \frac{L_{12}}{L_{12g}} \omega_{acr}$$

式 2-5-26

である。しかしながら、干渉項の成分が加わることで周波数特性は、 $L_g$  の増加に伴い、式 2-5-26 に示すカットオフ角周波数よりも実際の周波数特性は遅くなり、図 2-5-3 の例では  $L_g$  が 0.4[p.u.] まで大きくなると 7[rad/sec]まで小さくなる。これは式 2-4-11 の非干渉制御で見積もっている LCL-Filter のインダクタンス  $L_{12}$  よりも  $L_g$  がはるかに大きくなってしまい非干渉制御が十分に動作せずに応答が悪化するためである。

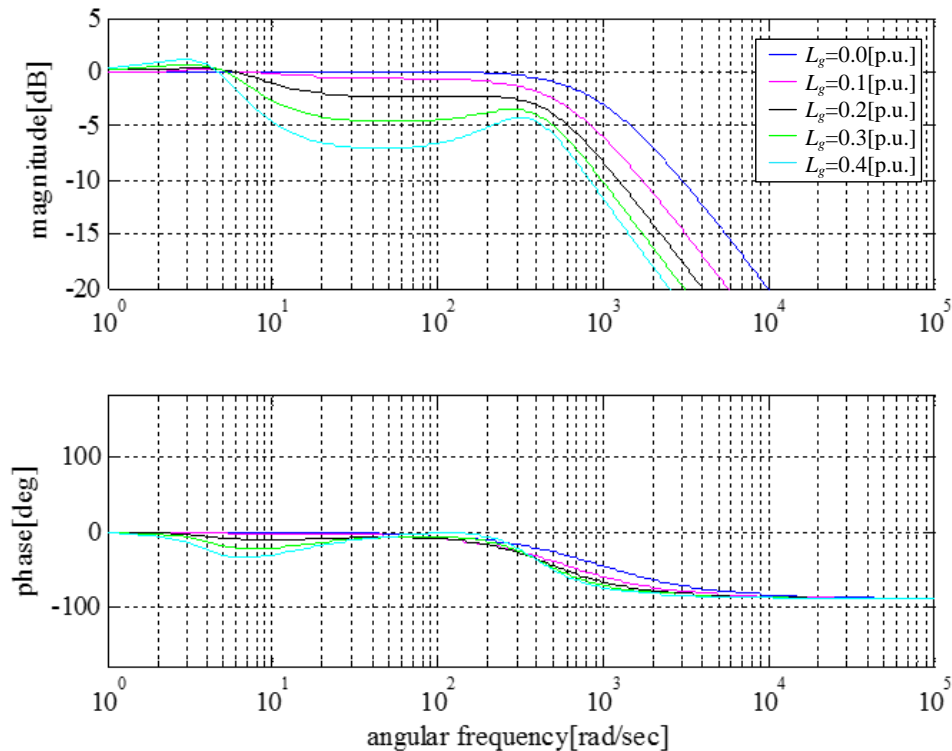


図 2-5-3. 電源系統インダクタンスを考慮した電流の応答

特に ACR の応答劣化は、制御系全体の安定性に大きな影響を及ぼす。次に ACR に入力される AVR 出力  $I_{pwm\_dq}^*$  についてであるが、AVR と ACR が制御的に干渉し、発振を起こすことがある。図 2-4-7 のブロック図を伝達関数で表現すると、

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{K_{avr\_p} \left(1 + \frac{1}{T_{avr\_i}s}\right) \frac{\omega_{acr}}{s + \omega_{acr}} \frac{1}{C_{DC}s}}{1 + K_{avr\_p} \left(1 + \frac{1}{T_{avr\_i}s}\right) \frac{\omega_{acr}}{s + \omega_{acr}} \frac{1}{C_{DC}s}} = \frac{K_{avr\_p} \left(s + \frac{1}{T_{avr\_i}}\right) \frac{\omega_{acr}}{s + \omega_{acr}} \frac{1}{C_{DC}s}}{s + K_{avr\_p} \left(s + \frac{1}{T_{avr\_i}}\right) \frac{\omega_{acr}}{s + \omega_{acr}} \frac{1}{C_{DC}s}}$$

となる。上式において、ACR の応答  $\omega_{acr}$  を  $\omega_{acr}'$  に置き換えると、

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{K_{avr\_p} \left(s + \frac{1}{T_{avr\_i}}\right) \frac{\omega_{acr}'}{s + \omega_{acr}'} \frac{1}{C_{DC}s}}{s + K_{avr\_p} \left(s + \frac{1}{T_{avr\_i}}\right) \frac{\omega_{acr}'}{s + \omega_{acr}'} \frac{1}{C_{DC}s}}$$

式 2-5-27

となり、上式中の  $\omega_{acr}'$  は  $L_g$  の増加とともに小さくなる。今、 $L_g$  が非常に大きくなり式 2-4-27 の条件を満たさなくなり、下記ようになったとする。

$$\frac{1}{T_{avr\_i}} = \omega_{acr}'$$

式 2-5-28

このときの関係を、式 2-5-27 に代入すると、

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{K_{avr\_p} (s + \omega_{acr}') \frac{\omega_{acr}'}{s + \omega_{acr}'} \frac{1}{C_{DC}s}}{s + K_{avr\_p} (s + \omega_{acr}') \frac{\omega_{acr}'}{s + \omega_{acr}'} \frac{1}{C_{DC}s}} = \frac{K_{avr\_p} \omega_{acr}' \frac{1}{C_{DC}}}{s^2 + K_{avr\_p} \omega_{acr}' \frac{1}{C_{DC}}}$$

式 2-5-29

となる。式 2-5-29 は、2 次系の特性多項式を持つが、減衰項である  $s$  の 1 次の項が無く、臨界安定の極を有しており、そのため、 $V_{DC}$  が自励的に発振することがわかる。また、 $V_{DC}$  と  $I_{pwm\_q}$  の関係は、

$$V_{DC} = \frac{1}{C_{DC}s} I_{pwm\_q}$$

式 2-5-30

であるから、式 2-5-29 に代入すると、

$$\frac{\frac{1}{C_{DC}s} I_{pwm\_q}}{V_{DC}^*} = \frac{K_{avr\_p} \omega_{acr}' \frac{1}{C_{DC}}}{s^2 + K_{avr\_p} \omega_{acr}' \frac{1}{C_{DC}}}$$

$$\frac{I_{pwm\_q}}{V_{DC}^*} = \frac{s K_{avr\_p} \omega_{acr}'}{s^2 + K_{avr\_p} \omega_{acr}' \frac{1}{C_{DC}}}$$

式 2-5-31

となり、 $I_{pwm\_q}$  も臨界安定の特性を示し振動することを意味する。さらに、式 2-5-22 で示しているように、 $I_{pwm\_q}$  の振動は  $d$  軸の特性に干渉し  $I_{pwm\_d}$  も振動させてしまうことを意味している。LCL-Filter 直近の電圧  $V_{grid\_dq}'$  の静特性は、

$$V_{grid\_dq}' = \begin{bmatrix} V_{grid\_d}' \\ V_{grid\_q}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_{grid} L_g \\ -\omega_{grid} L_g & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{pwm\_d} \\ I_{pwm\_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{grid\_d} \\ V_{grid\_q} \end{bmatrix}$$

式 2-5-32

となり、 $I_{pwm\_dq}$  が振動する場合  $V_{grid\_dq}'$  も振動させることとなり、この影響は  $L_g$  が増加するほど大きくなる。電源電圧の変動は、PWM コンバータそのものの動作安定に影響するだけでなく、同一系統につながるデバイスの電源供給の安定性を劣化させ動作不良を引き起こす可能性あり重要な課題である。

図 2-5-4 に式 2-5-27 の周波数特性を示す。 $V_{DC}$  の特性を示したもので、 $L_g$  を定格の 0[p.u.] から 0.4[p.u.] まで増加させた場合の特性である。電流応答のカットオフである  $\omega_{acr}'$  は、応答がもっとも遅くなる状況を想定して図 2-5-3 で示されるゲイン特性が -3[dB] となる角周波数を設定している。図 2-5-4 の周波数応答は、 $L_g$  増加に伴いゲイン線図は 0[dB] より大きくなり発振傾向にあることを示しており、 $L_g$  が 0.3~0.4[p.u.] まで大きくなると 20[dB] 以上のゲインとなり、そのときの共振周波数は 70~100[rad/sec] となることが分かる。

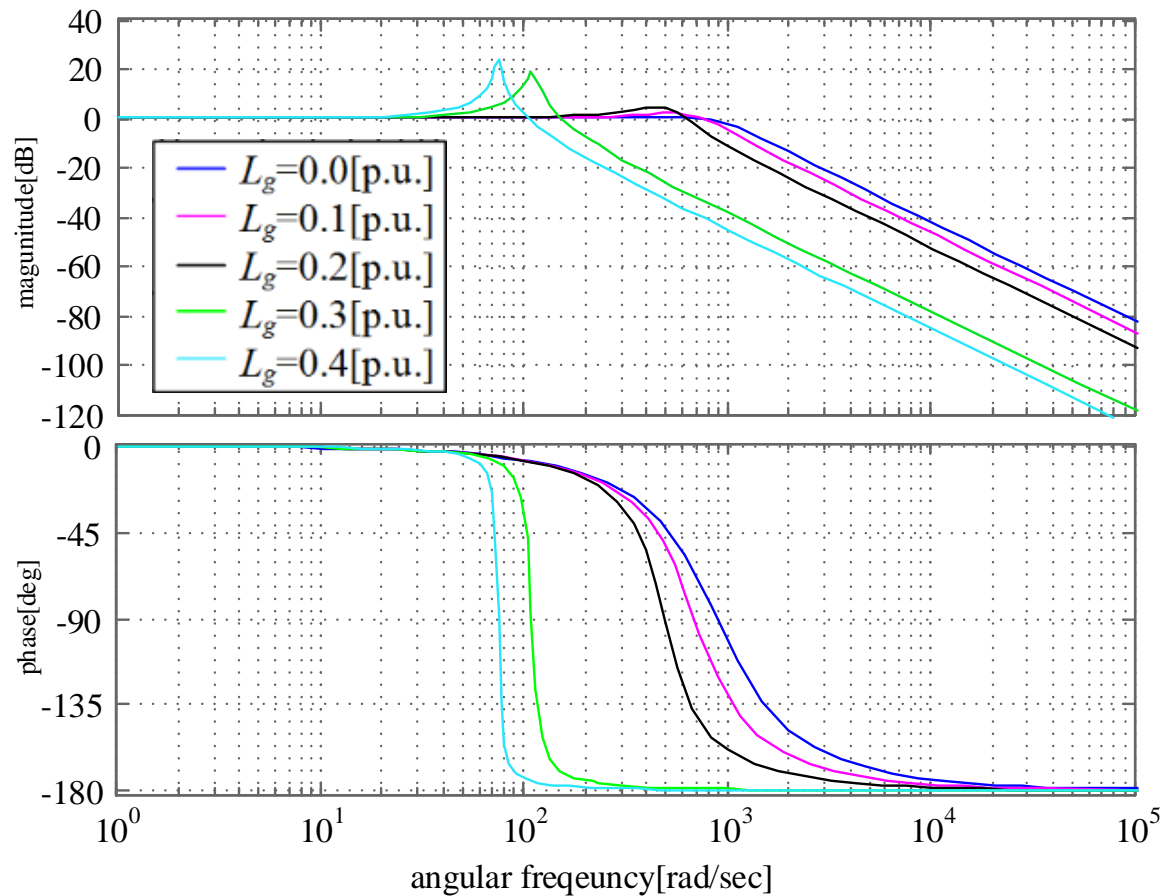


図 2-5-4. 母線電圧  $V_{DC}/V_{DC}^*$  の周波数特性

## 2-6. 結言

本章では、PWM コンバータの基本制御と LCL-Filter の回路モデルについて説明を行った。まず、2-1 節では、PWM コンバータの系の全体構成について説明し、2-2 節では電源系統と LCL-Filter のモデル化、2-3 節では PWM コンバータの主回路直流出力側のモデル化を行った。これらのモデルを制御対象として、2-4 節では PWM コンバータの一般的な制御方式と構成について説明した。そして 2-5 節では本論文で取り扱う PWM コンバータの課題である LCL-Filter の共振と電源系統インダクタンス増加時における電源系統の低周波擾乱の問題について述べた。

### 3 章. 提案手法による振動抑制制御

本章では、2 章で述べた LCL-Filter で PWM コンバータのローパスフィルタを構成した場合の高周波共振の問題点と、PWM コンバータの基本制御構成において、電源系統インダクタンスが増加した場合に低周波の擾乱現象について、それらの抑制手段であるアクティブダンピング制御手法について述べる。提案手法は、LCL-Filter のコンデンサ電圧を推定しフィードバックすることで LCL-Filter の共振現象を抑制するだけでなく、推定したコンデンサ電圧に含まれる電源系統インダクタンスの逆起電圧を利用して、電源系統インダクタンスの外乱成分をも抑制する手段である。

3-1 節では上記の提案手法の詳細を説明し、3-2 節では提案手法を適用すると LCL-Filter の共振抑制が可能であることと、3-3 節では提案手法を適用すると電源系統インダクタンスが増加したときの電源擾乱の抑制が可能であることを示し、3-4 節で本章の結びとする。

#### 3-1. 提案手法の説明

本節では、LCL-Filter の共振及び、電源系統インダクタンス増加時の電源擾乱を抑制する制御を行うための提案手法を説明する。本論文で提案する手法を適用すると、LCL-Filter の共振に対しては、PWM コンバータ制御系を含めた LCL-Filter の動特性にダンピング特性を付加することが可能で共振抑制が可能となる。さらに、電源擾乱の現象に対しては、インダクタンスの増加によって起こる電流応答の劣化を防止することが可能であり、その結果、電源擾乱の抑制が可能となる。

提案手法による振動抑制制御は追加センサを必要としない構成で、更に演算量の少ない構成でハードウェアのコストを上げることなく振動抑制制御を実現できる。

提案する制御器は、LCL-Filter のコンデンサ電圧推定器とその推定値にもとづき PWM 電圧指令を補償するダンピング補償器  $C_{damp}(s)$  で構成される。コンデンサ電圧推定器は LCL-Filter の電圧方程式をもとに最小次元で実現され、わずかな演算数でコンデンサ電圧を推定する。この推定値を入力とする  $C_{damp}(s)$  は、時定数  $T_{damp}$  をもつ一次遅れフィルタとゲイン  $K_{damp}$  にて構成され、電圧指令を補償する。電圧指令が補償されることで LCL-Filter の動特性に変化を与え安定性を向上させる事が可能である。

LCL-Filter の共振抑制に関してだが、まず受動的なダンピング抵抗を挿入する場合にどのような電圧を補償し、共振抑制しているかを考える。この補償電圧はダンピング抵抗の降下電圧に他ならないが、これはコンデンサ電圧から  $90^\circ$  遅れた方向の電圧 ( $-R_c C_1 dV_{c\_dq}/dt = -R_c I_{c\_dq}$ ) となる。提案する手法による共振抑制制御であるが、 $C_{damp}(s)$  の遅れ特性により高調波帯域では、コンデンサ電圧推定値より  $90^\circ$  遅れた補償電圧が発生し、これは受動的なダンピング抵抗を挿入した場合の補償電圧の位相と同じであり共振抑制効果が期待できる。

次に、電源擾乱抑制に関してだが、電源擾乱の発生原因は、2 章で示したように系統インダクタンス  $L_g$  の電圧降下により制御応答に遅れが生じるためである。もし系統インダクタンスの電圧降下が測定でき、その電圧を相殺する様に電圧指令を補償すれば、制御応答の劣化を抑制することができる。この電圧降下成分は直接観測することができないが、推定器で推定するコンデンサ

電圧には、大本の電源電圧と  $L_g$  の電圧降下成分が含まれており、推定したコンデンサ電圧を用いて電圧指令を補償すれば電流制御の応答の遅れを抑制でき、結果として電源擾乱の抑制が可能となる。

提案する制御器は、補償器の伝達関数  $C_{damp}(s)$  の遅れ時定数  $T_{damp}$  及びゲイン  $K_{damp}$  を適切に選定することで、一つの制御器で LCL-Filter の共振抑制及び電源擾乱抑制を同時に実現することが可能である。 $T_{damp}$  は、LCL-Filter の共振周波数近辺で位相遅れが発生する設定値を選定することで LCL-Filter の共振抑制及び電源擾乱抑制が実現できる。また  $K_{damp}$  は過補償を補正するためのゲインであり、 $K_{damp} < 1.0$  の値を設定することで系の安定化をはかる。

以降の節では、提案制御器の詳細と具体的な設計方法について説明する。

### 3-1-1. コンデンサ電圧推定器とダンピング補償器

コンデンサ電圧推定器の構成について述べる。コンデンサ電圧推定器は特別な信号を検出するセンサを追加することなく、PWM コンバータの制御系を構成する最低限のセンサから得られる信号である PWM コンバータの出力電流検出値  $I_{pwm\_dq}$  のみでコンデンサ電圧を推定する。この推定器を用いる手法はセンサレスのアクティブダンピング手法として分類される。

コンデンサ電圧推定器の構成について説明する。コンデンサ電圧の推定則は、LCL-Filter の回路方程式に従い導き出される。まず、式 2-4-6 の第一式は  $V_{pwm\_dq}$  と  $I_{pwm\_dq}$  及び  $V_{c\_dq}$  の関係を示している。

$$\frac{d}{dt} I_{pwm\_dq} = -\omega_{grid} J_{22} I_{pwm\_dq} - L_1^{-1} I_{22} V_{c\_dq} + L_1^{-1} I_{22} V_{pwm\_dq}$$

上式を、 $V_{c\_dq}$  に関して展開すると、

$$V_{c\_dq} = -\omega_{grid} L_1 J_{22} I_{pwm\_dq} + I_{22} V_{pwm\_dq} - L_1 \frac{d}{dt} I_{pwm\_dq}$$

式 3-1-1

を得る。式 3-1-1 は、検出可能である信号  $I_{pwm\_dq}$  と PWM 電圧の指令値である  $V_{pwm\_dq}$ 、LCL-Filter の PWM コンバータ側のインダクタンス値  $L_1$  及び電源周波数  $\omega_{grid}$  の要素で構成される。上記において  $I_{pwm\_dq}$  及び  $V_{pwm\_dq}$  は既知信号として扱える。また、 $L_1$  は LCL-Filter の設計値であるため既知パラメータであり、電源の角周波数である  $\omega_{grid}$  は既知である。式 3-1-1 中の  $dI_{pwm\_dq}/dt$  の項は、 $I_{pwm\_dq}$  を微分することで得られるが、離散制御系で微分演算を近似する必要がある。近似手法ではオイラー近似法などが一般的であるが、高調波領域での微分精度が悪くノイズ成分も増加するため、下記のオブザーバにより電流微分値  $\hat{i}_{pwm\_dq}$  を得ようとする。まず、 $L_1$  の電流変動  $dI_{pwm\_dq}/dt$  で発生するインダクタンス電圧  $V_{L1}$  の方程式は、

$$L_1 \frac{d}{dt} I_{pwm\_dq} = V_{L1}$$

式 3-1-2

であり、この方程式をもとに  $\hat{I}_{pwm\_dq}$  を推定するためのオブザーバを、

$$L_1 \frac{d}{dt} \hat{I}_{pwm\_dq} = \hat{V}_{L1}$$

式 3-1-3

として構成する。 $V_{L1}$  は直接観測できる状態量ではないが、推定電流  $\hat{I}_{pwm\_dq}$  と検出電流  $I_{pwm\_dq}$  とが一致するような  $\hat{V}_{L1}$  を求めることができれば、 $\hat{V}_{L1} = V_{L1}$  と言える。 $\hat{I}_{pwm\_dq}$  と  $I_{pwm\_dq}$  との誤差を収束させる  $\hat{V}_{L1}$  を推定するオブザーバを以下のように構成する。

$$L_1 \frac{d}{dt} \hat{I}_{pwm\_dq} = \hat{V}_{L1} = G_{obs} (I_{pwm\_dq} - \hat{I}_{pwm\_dq})$$

式 3-1-4

式 3-1-4 中の  $G_{obs}$  はオブザーバフィードバックゲインであり、上式をラプラス変換しまとめると、

$$\begin{aligned} \mathcal{L}\left(L_1 \frac{d}{dt} \hat{I}_{pwm\_dq}\right) &= L_1 s \hat{I}_{pwm\_dq} = G_{obs} (I_{pwm\_dq} - \hat{I}_{pwm\_dq}) \\ L_1 s \hat{I}_{pwm\_dq} + G_{obs} \hat{I}_{pwm\_dq} &= G_{obs} I_{pwm\_dq} \\ \frac{\hat{I}_{pwm\_dq}}{I_{pwm\_dq}} &= \frac{\frac{G_{obs}}{L_1}}{s + \frac{G_{obs}}{L_1}} \end{aligned}$$

式 3-1-5

ここで、オブザーバの所望する応答角周波数を  $\omega_{obs}$  として定義すると  $G_{obs}$  を以下の様に表される、

$$G_{obs} = L_1 \omega_{obs}$$

式 3-1-6

式 3-1-5 は、

$$\begin{aligned} \hat{I}_{pwm\_dq} &= \frac{\omega_{obs}}{s + \omega_{obs}} I_{pwm\_dq} \\ \frac{\hat{I}_{pwm\_dq}}{I_{pwm\_dq}} &= \frac{\omega_{obs}}{s + \omega_{obs}} \end{aligned}$$

式 3-1-7

と一次遅れ系となり、 $\hat{I}_{pwm\_dq}$  が  $I_{pwm\_dq}$  に  $\omega_{obs}$  の応答で追従することを意味している。また、式 3-1-2 から式 3-1-3 を減算した、 $V_{L1}$  と  $\hat{V}_{L1}$  の誤差関数をもとめると、

$$L_1 \frac{d}{dt} \hat{I}_{pwm\_dq} - L_1 \frac{d}{dt} I_{pwm\_dq} = \hat{V}_{L1} - V_{L1}$$

となり、ラプラス変換してまとめると、

$$\begin{aligned} L_1 s \left( \frac{\omega_{obs}}{s + \omega_{obs}} I_{pwm\_dq} - I_{pwm\_dq} \right) &= \hat{V}_{L1} - V_{L1} \\ \left( \frac{\omega_{obs}}{s + \omega_{obs}} - 1 \right) L_1 s I_{pwm\_dq} &= \hat{V}_{L1} - V_{L1} \end{aligned}$$

式 3-1-8

さらに、式 3-1-2 をラプラス変換した結果

$$\mathcal{L}\left(L_1 \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{pwm\_dq}\right) = L_1 s \mathbf{I}_{pwm\_dq} = \mathbf{V}_{L1}$$

を式 3-1-8 に代入しまとめると,

$$\left(\frac{\omega_{obs}}{s + \omega_{obs}} - 1\right) \mathbf{V}_{L1} = \hat{\mathbf{V}}_{L1} - \mathbf{V}_{L1}$$

$$\hat{\mathbf{V}}_{L1} = \frac{\omega_{obs}}{s + \omega_{obs}} \mathbf{V}_{L1}$$

式 3-1-9

となり, 外乱項である  $L_1$  に発生するインダクタンス電圧の推定値である  $\hat{\mathbf{V}}_{L1}$  が  $\mathbf{V}_{L1}$  に対してゲイン  $\omega_{obs}$  の 1 次応答で追従することを意味している。 $\hat{\mathbf{V}}_{L1}$  が推定することができると, 結局  $d\mathbf{I}_{pwm\_dq}/dt$  を式 3-1-3 の関係から,

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{I}}_{pwm\_dq} = L_1^{-1} \hat{\mathbf{V}}_{L1}$$

式 3-1-10

として求めることが出来る。

コンデンサ電圧を推定器は上記のプロセスをまとめると,

$$\hat{\mathbf{V}}_{c\_dq} = \hat{\omega}_{grid} L_1 \mathbf{J}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq} - \mathbf{I}_{22} \mathbf{V}_{pwm\_dq} - \hat{\mathbf{V}}_{L1}$$

式 3-1-11

として得ることが出来る。

コンデンサ電圧を推定するオブザーバを図 3-1-1 にまとめる。提案手法で用いるオブザーバは簡素な構成ながら高い精度で LCL-Filter のコンデンサ電圧を推定できる。図 3-1-2 は提案するコンデンサ電圧推定器で LCL-Filter のコンデンサ電圧を推定した結果である。0.25[sec]時点で LCL-Filter の電圧位相を強制的に変化させ, 共振を発生させたものである。 $d$  軸及び  $q$  軸のコンデンサ電圧の真値  $V_{c\_d}$ ,  $V_{c\_q}$  に対してそれらの推定値  $\hat{V}_{c\_d}$ ,  $\hat{V}_{c\_q}$  は追従しており, 提案するコンデンサ電圧推定器の推定値は正しいといえる。



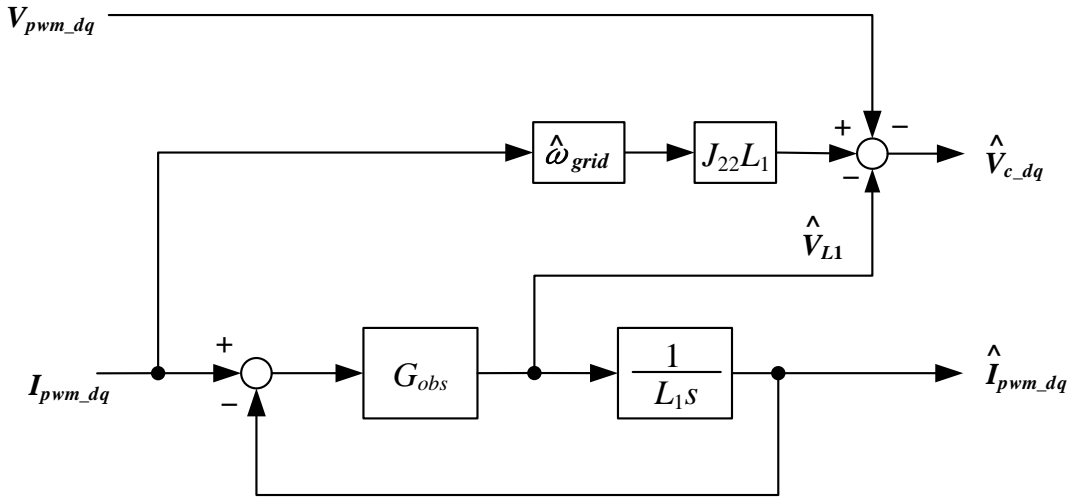


図 3-1-1. コンデンサ電圧推定器

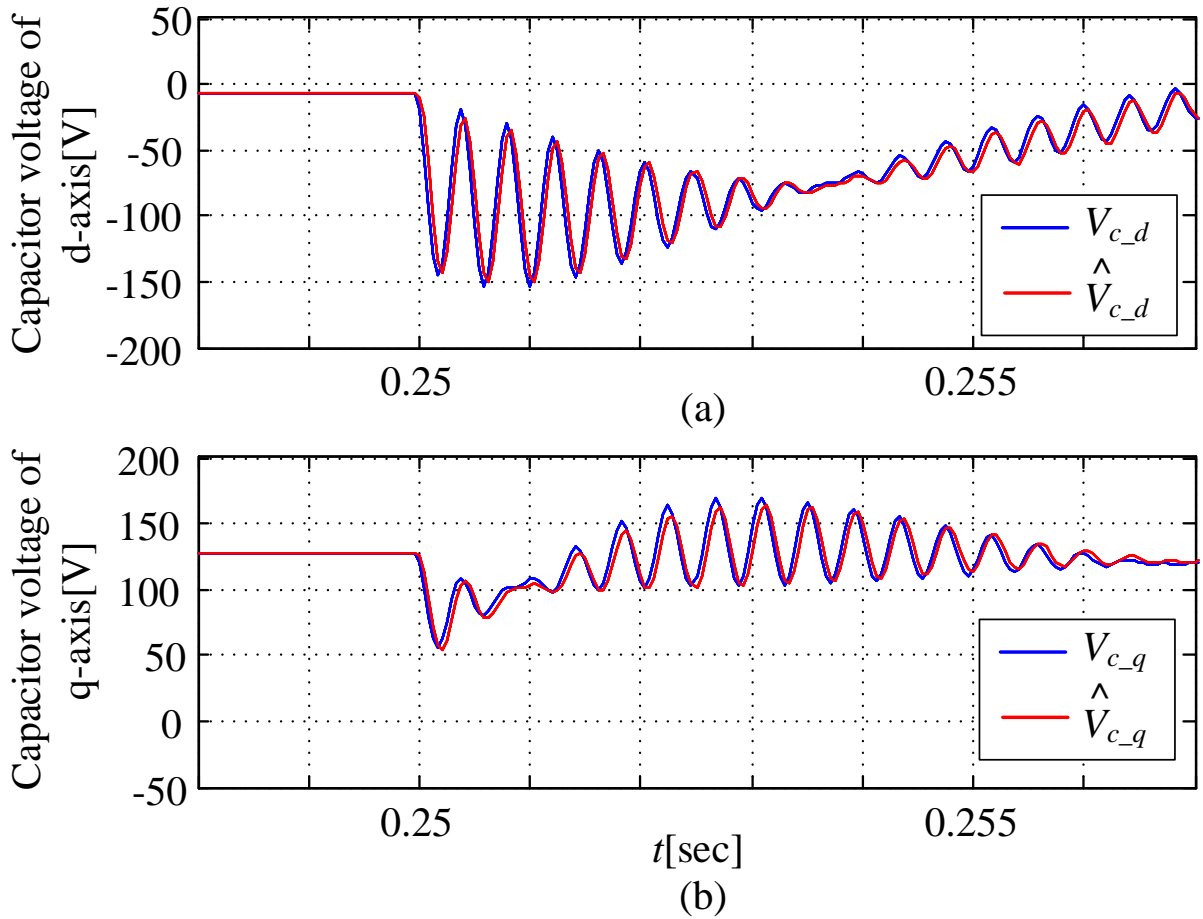


図 3-1-2. コンデンサ電圧推定器の特性

推定した  $\hat{v}_{c\_dq}$  を用いて PWM 電圧に補償を加えることで, LCL-Filter の制御を安定化させる。安定化できる原理は以降の節で述べることとし, ここでは, 具体的な補償方法について述べる。補償器の構成であるが, 推定した  $\hat{v}_{c\_dq}$  に補償器の伝達関数である

$$C_{damp}(s) = \frac{K_{damp}}{T_{damp}s + 1}$$

式 3-1-12

を介してダンピング補償量  $V_{damp}$  を得る。補償器の全体の構成は、

$$V_{damp} = C_{damp}(s) \mathbf{I}_{22} \hat{V}_{c\_dq}$$

式 3-1-13

となり、 $V_{damp}$  は  $dq$  座標軸上の PWM 電圧指令にそれぞれ加算される。ダンピング補償量を加味した PWM 電圧指令は、式 2-4-9 にダンピング補償量を加算して、

$$V_{pwm\_dq} = V_{grid\_FF}^* + V_{decoup}^* + V_{PI}^* + V_{damp}$$

式 3-1-14

と再定義する。また、 $V_{c\_dq}$  は、式 2-2-37 より、

$$V_{c\_dq} = -L_1 \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{pwm\_dq} - \omega_{grid} L_1 \mathbf{J}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq} + V_{pwm\_dq}$$

式 3-1-15

または、

$$V_{c\_dq} = L_{g2} \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{grid\_dq} + \omega_{grid} L_{g2} \mathbf{J}_{22} \mathbf{I}_{grid\_dq} + V_{grid\_dq}$$

式 3-1-16

であり、式 3-1-16 に  $L_2$  の干渉項が含まれる。つまり  $\hat{V}_{c\_dq} \doteq V_{c\_dq}$  であれば、式 3-1-13 の  $V_{damp}$  の補償量には  $L_2$  の干渉項に対する非干渉項が含まれるため、式 2-4-11 で示した非干渉制御補償量  $V_{decoup}^*$  の  $L_2$  に対する補償量が余剰となる。そこで、 $V_{damp}$  で制御出力を補償する場合、 $V_{decoup}^*$  は  $L_2$  に対する補償量を  $K_{damp}$  により可変させる必要がある。

$$V_{decoup}^* = \omega_{grid} (L_1 + (1 - K_{damp}) L_2) \mathbf{J}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq}$$

式 3-1-17

また、同様に式 3-1-16 には、 $V_{grid\_dq}$  の項もあるため式 2-4-10 で示した  $V_{grid\_FF}^*$  に関するフィードフォワード制御も過補償になる。そのため、以下の様にフィードフォワード制御の補償量も  $K_{damp}$  を用いて可変とする。

$$V_{grid\_FF}^* = (1 - K_{damp}) V_{grid\_dq}$$

式 3-1-18

### 3-2. ダンピング補償器の LCL-Filter 共振に対する効果

本節では、提案したダンピング補償器が LCL-Filter の共振に対して抑制効果が得られることを示す。まず、LCL-Filter の状態方程式である式 2-4-5 で  $R_1=0$  として示すと、

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{pwm\_dq} \\ I_{grid\_dq} \\ V_{c\_dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_{grid} J_{22} & 0_{22} & -L_1^{-1} I_{22} \\ 0_{22} & -\omega_{grid} J_{22} & L_2^{-1} I_{22} \\ C_1^{-1} I_{22} & -C_1^{-1} I_{22} & 0_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{pwm\_dq} \\ I_{grid\_dq} \\ V_{c\_dq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1^{-1} I_{22} & 0_{22} \\ 0_{22} & -L_2^{-1} I_{22} \\ 0_{22} & 0_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{pwm\_dq} \\ V_{grid\_dq} \end{bmatrix}.$$

式 3-2-1

$V_{decoup}^*$ による非干渉制御と  $V_{grid\_FF}^*$ による電源電圧のフィードフォワード制御が十分に機能すれば、式 3-2-1 は、干渉項及び  $V_{grid\_dq}$  に関する項は相殺され以下の様になる。詳細の導出方法については、2-4-4 節で行った導出過程と同様なので省略する。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{pwm\_dq} \\ I_{grid\_dq} \\ V_{c\_dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0_{22} & 0_{22} & -L_1^{-1} I_{22} \\ 0_{22} & 0_{22} & L_2^{-1} I_{22} \\ C_1^{-1} I_{22} & -C_1^{-1} I_{22} & 0_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{pwm\_dq} \\ I_{grid\_dq} \\ V_{c\_dq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1^{-1} I_{22} \\ 0_{22} \\ 0_{22} \end{bmatrix} (V_{PI}^* + V_{damp})$$

式 3-2-2

$V_{damp}$  に関しては、 $\hat{V}_{c\_dq} \doteq V_{c\_dq}$  の関係が言えるので、式 3-1-13 は、

$$V_{damp} = \frac{K_{damp}}{T_{damp}s + 1} I_{22} V_{c\_dq}$$

式 3-2-3

であるとし、式 3-2-2 をラプラス変換して式 3-2-3 を代入すると、

$$sI_{66} \begin{bmatrix} I_{pwm\_dq} \\ I_{grid\_dq} \\ V_{c\_dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0_{22} & 0_{22} & -L_1^{-1} I_{22} \\ 0_{22} & 0_{22} & L_2^{-1} I_{22} \\ C_1^{-1} I_{22} & -C_1^{-1} I_{22} & 0_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{pwm\_dq} \\ I_{grid\_dq} \\ V_{c\_dq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1^{-1} I_{22} \\ 0_{22} \\ 0_{22} \end{bmatrix} \left( V_{PI}^* + \frac{K_{damp}}{T_{damp}s + 1} \begin{bmatrix} 0_{22} & 0_{22} & I_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{pwm\_dq} \\ I_{grid\_dq} \\ V_{c\_dq} \end{bmatrix} \right).$$

式 3-2-4

式 3-2-4 を分解し、 $I_{pwm\_dq}$ 、 $I_{grid\_dq}$ 、 $V_{c\_dq}$  に関する方程式にすると、

$$sI_{22} I_{pwm\_dq} = -L_1^{-1} I_{22} V_{c\_dq} + L_1^{-1} I_{22} \left( V_{PI}^* + \frac{K_{damp}}{T_{damp}s + 1} V_{c\_dq} \right)$$

式 3-2-5

$$sI_{22} I_{grid\_dq} = L_2^{-1} I_{22} V_{c\_dq}$$

式 3-2-6

$$sI_{22} V_{c\_dq} = C_1^{-1} I_{22} I_{pwm\_dq} - C_1^{-1} I_{22} I_{grid\_dq}$$

式 3-2-7

となる。ダンピング補償を施した後の電流  $I_{pwm\_dq}$ 、 $I_{grid\_dq}$  の伝達関数を求めるために、まず、式 3-2-6 を  $I_{grid\_dq}$  に関する式にまとめて、

$$\mathbf{I}_{grid\_dq} = \frac{1}{L_2 s} \mathbf{I}_{22} \mathbf{V}_{c\_dq}$$

式 3-2-8

上式を式 3-2-7 に代入すると,

$$s \mathbf{I}_{22} \mathbf{V}_{c\_dq} = \mathbf{C}_1^{-1} \mathbf{I}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq} - \mathbf{C}_1^{-1} \mathbf{I}_{22} \frac{1}{L_2 s} \mathbf{I}_{22} \mathbf{V}_{c\_dq}$$

となり,  $\mathbf{V}_{c\_dq}$  でまとめると,

$$\mathbf{V}_{c\_dq} = \frac{s \mathbf{C}_1^{-1}}{s^2 + \frac{1}{\mathbf{C}_1 L_2}} \mathbf{I}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq}$$

式 3-2-9

式 3-2-5 に上式を代入すると,

$$s \mathbf{I}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq} = -\frac{s \mathbf{C}_1^{-1} L_1^{-1}}{s^2 + \frac{1}{\mathbf{C}_1 L_2}} \mathbf{I}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq} + L_1^{-1} \mathbf{I}_{22} \left( \mathbf{V}_{PI}^* + \frac{K_{damp}}{T_{damp} s + 1} \frac{s \mathbf{C}_1^{-1}}{s^2 + \frac{1}{\mathbf{C}_1 L_2}} \mathbf{I}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq} \right)$$

これをまとめると,  $\mathbf{I}_{pwm\_dq}$  の伝達関数は,

$$\mathbf{I}_{pwm\_dq} = \frac{1}{T_{damp} L_1 s} \frac{T_{damp} s + 1}{H_{damp}(s)} (s^2 + \omega_2^2) \mathbf{I}_{22} \mathbf{V}_{PI}^*$$

式 3-2-10

また, 同様にして,  $\mathbf{I}_{grid\_dq}$  は,

$$\mathbf{I}_{grid\_dq} = \frac{1}{T_{damp} L_1 s} \frac{\omega_2^2 (T_{damp} s + 1)}{H_{damp}(s)} \mathbf{I}_{22} \mathbf{V}_{PI}^*$$

式 3-2-11

なお, 式 3-2-10, 式 3-2-11 の特性多項式は,

$$H_{damp}(s) = s^3 + \frac{1}{T_{damp}} s^2 + (\omega_1^2 + \omega_2^2) s + \frac{(1 - K_{damp}) \omega_1^2 + \omega_2^2}{T_{damp}}$$

式 3-2-12

である。

式 3-2-12 を特性多項式にもつ LCL-Filter の伝達関数の安定性をフルビッツ安定解析法により解析する。特性多項式の極が全ての負の実部をもつための必要十分条件は,

- (i) 係数が全て存在する。
- (ii) 全ての係数が同符号である。
- (iii) フルビッツ行列の行列式が全て正である。

であり, 式 3-2-12 の特性多項式は  $K_{damp} < \omega_2^2 / \omega_1^2 + 1$  とすれば, 全ての係数が零でなく条件(i)を満たし, さらに全ての係数の符号が正の同符号となり条件(ii)も満たされる。さらにフルビッツ行列

の行列式は,

$$D_1 = \frac{1}{T_{damp}}$$

$$D_2 = \left| \begin{array}{cc} 1 & (1-K_{damp})\omega_1^2 + \omega_2^2 \\ T_{damp} & T_{damp} \\ 1 & \omega_1^2 + \omega_2^2 \end{array} \right| = \frac{1}{T_{damp}} \left( (\omega_1^2 + \omega_2^2) - (1-K_{damp})\omega_1^2 + \omega_2^2 \right)$$

となり,  $D_1$  は  $T_{damp} > 0.0$  であるので正となり,  $D_2$  についても仮定より  $0 < K_{damp}$  であるので正となる。つまり, (i)~(iii)の条件を満足し安定な系とするには

$$0 < K_{damp} < \omega_2^2 / \omega_1^2 + 1$$

$$T_{damp} > 0$$

とすればよい。

フルビッツの安定解析法で得られた結果は制御系の安定性に関するもので, 提案する制御器を適用した制御系全体で LCL-Filter の共振抑制が可能かどうかは, 別途検討する必要がある。そこで, ACR と提案する制御器を組み込んだ状態で LC L-Filter の減衰係数  $\zeta$  がどのようになるかを考察する。

まず,  $V_{PI}^*$  を以下のような P 制御構成として,  $I_{pwm\_dq}$  の伝達関数を求め,  $I_{pwm\_dq}^*$  から  $I_{pwm\_dq}$  の応答を求める。

$$V_{PI}^* = K_{acr\_p} (I_{pwm\_dq}^* - I_{pwm\_dq})$$

式 3-2-13

$$I_{pwm\_dq} = \frac{(T_{damp}s + 1)(s^2 + \omega_2^2)K_p}{T_{damp}L_1sH_{damp}(s) + (T_{damp}s + 1)(s^2 + \omega_2^2)K_p} I_{22}I_{pwm\_dq}^*$$

式 3-2-14

式 3-2-14 において,  $1/T_{damp}$  を可変させたときの極の軌跡及び, 減衰係数を求めたものを図 3-2-1, 図 3-2-2 に示す。

図 3-2-1 は 3 通りの異なる設計がされていると仮定した LCL-Filter の極軌跡であり, 仮定した LCL-Filter の設計はコンデンサ  $C_1$  を  $C_1=9, 4.5, 2.8[\mu F]$  と異なる静電容量を選定し,  $L_1, L_2$  の設計は共通で  $L_1=1.27[mH]$ ,  $L_2=0.42[mH]$  とすれば, それぞれの共振角周波数  $\omega_{lcl}$  は 18, 800, 26, 600, 37, 600[rad/sec] となる。また, 提案する振動抑制制御器のゲイン  $K_{damp}$  を 1.0, 0.9, 0.8 の 3 通りで設定している。それぞれ  $1/T_{damp}$  が小さい場合は, 極の実数部が小さく虚数部の数値が大きい極が存在し, 臨界安定状態に近いことを示している。 $1/T_{damp}$  を大きくしていくと極の実部が負方向に増加し, 極大値をとる  $T_{damp}$  が存在することを示している。これは  $1/T_{damp}$  をある程度大きくすると LCL-Filter の共振抑制が期待できることを意味している。また,  $K_{damp}$  を大きく設定したほうが, 極の実数部は負方向におおきくなっており,  $K_{damp}$  を大きく設定することと共振抑制効果が良くなることを意味している。

図 3-2-2 は  $1/T_{damp}$  と LCL-Filter の減衰係数  $\zeta$  の関係を示したものである。減衰係数の軌跡は LCL-Filter の共振角周波数  $\omega_{lcl}$  が (a):18, 800, (b):26, 600, (c):37, 600[rad/sec] の 3 通りについて

示して\_\_おり、 $K_{damp}$  は 1.0, 0.9, 0.8 の 3 通りで設定したものを示している。

図 3-2-2 を観ると、 $K_{damp}$  が大きいほど  $\zeta$  は大きくなり、 $\zeta$  が最大となるのは  $1/T_{damp}$  が  $\omega_{lcl}$  近傍に設計されている時であり、このときがもっとも LCL-Filter の共振を抑制できることを示している。

式 3-2-14 の系のゲイン線図を図 3-2-3 に示す。ゲイン線図は LCL-Filter の共振角周波数  $\omega_{lcl}$  が (a):18, 800, (b):26, 600, (c):37, 600[rad/sec]の 3 通りで、それぞれ振動抑制制御の有無の組み合わせでプロットしている。また、振動抑制制御を有効としている場合は、 $K_{damp}=1.0, 0.9, 0.8, 0.5$  の 4 通りで設定しており、 $1/T_{damp}$  の設定は減衰係数(図 3-2-2)が最大となるように  $1/T_{damp}=\omega_{lcl}$  としている。振動抑制制御を無効としているときは、(a), (b), (c)の全てのケースにおいて LCL-Filter の共振周波数付近で鋭い共振特性が確認できる。振動抑制制御を有効としているとき、LCL-Filter の共振周波数近辺での共振はおさえられており、そのときのゲインは-20[dB]以下と小さく、振動抑制制御による LCL-Filter の共振抑制が可能であることを示している。また、 $K_{damp}$  が 1.0~0.8 と設計しているとき、共振抑制効果には大きな違いがなく、 $K_{damp}$  を 1.0 に近い値に設定すれば共振抑制効果が期待できることを示している。

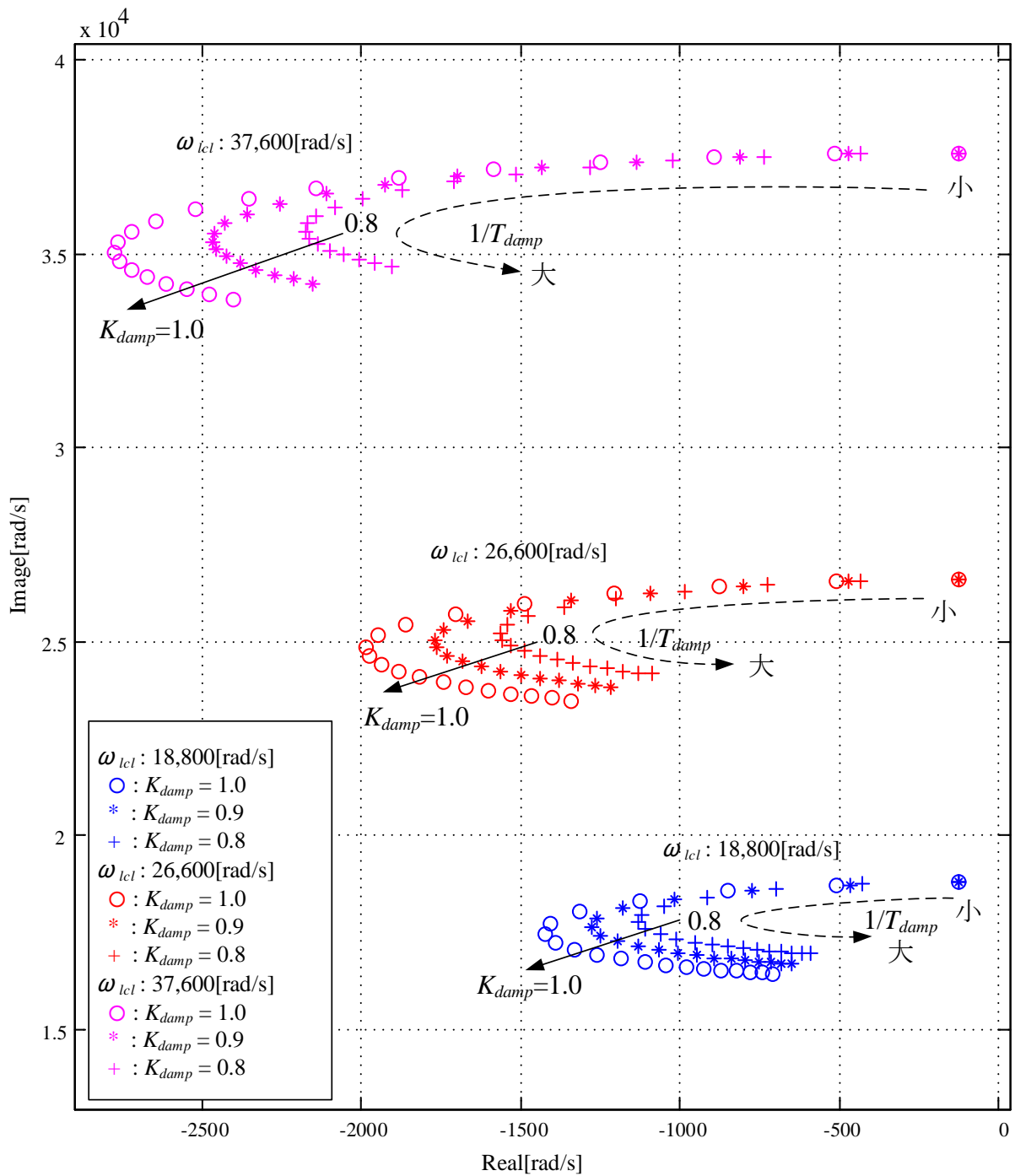


図 3-2-1. ダンピング制御を適用したときの LCL-Filter の極の軌跡

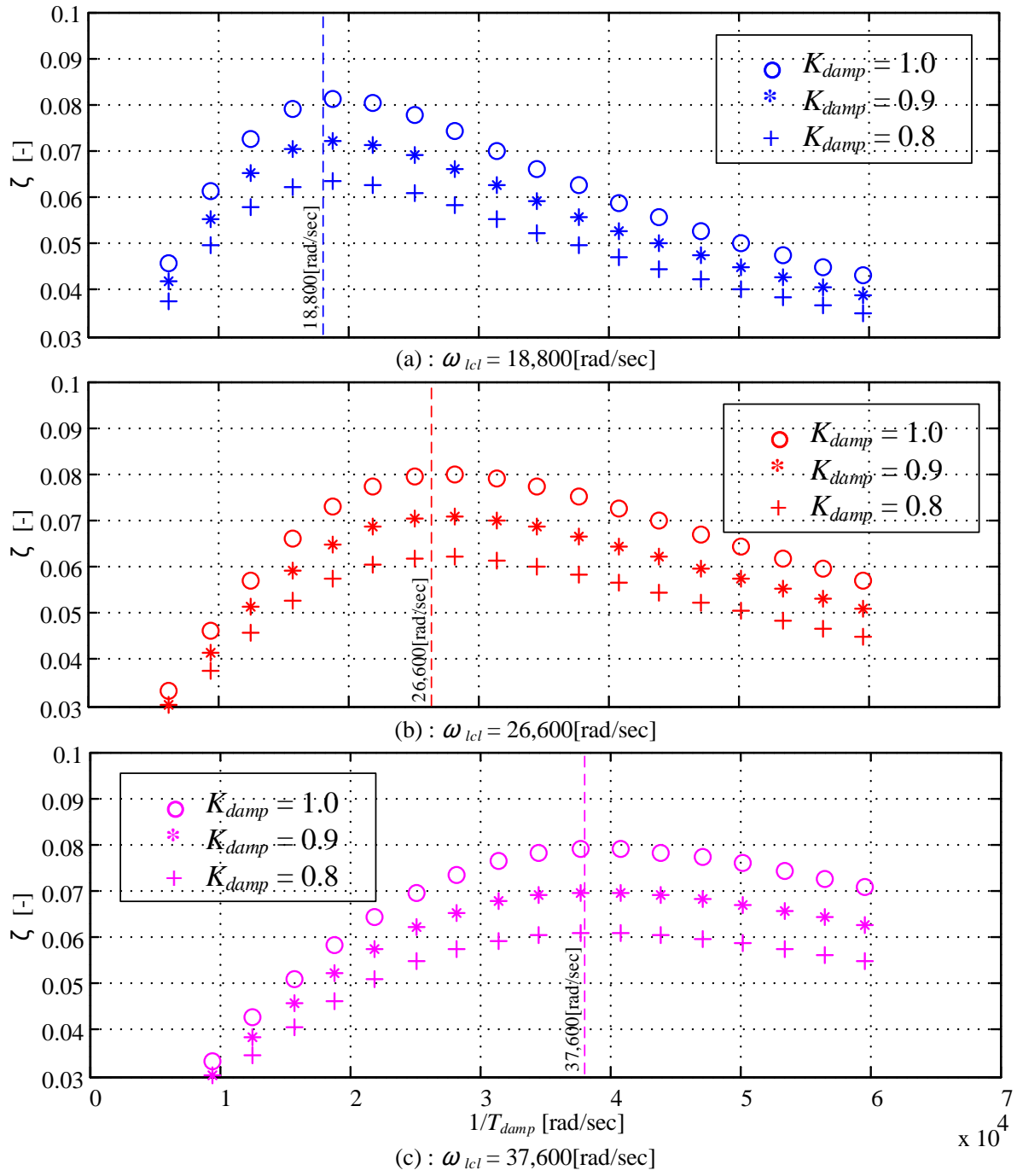


図 3-2-2. LCL-Filter の共振極の減衰係数



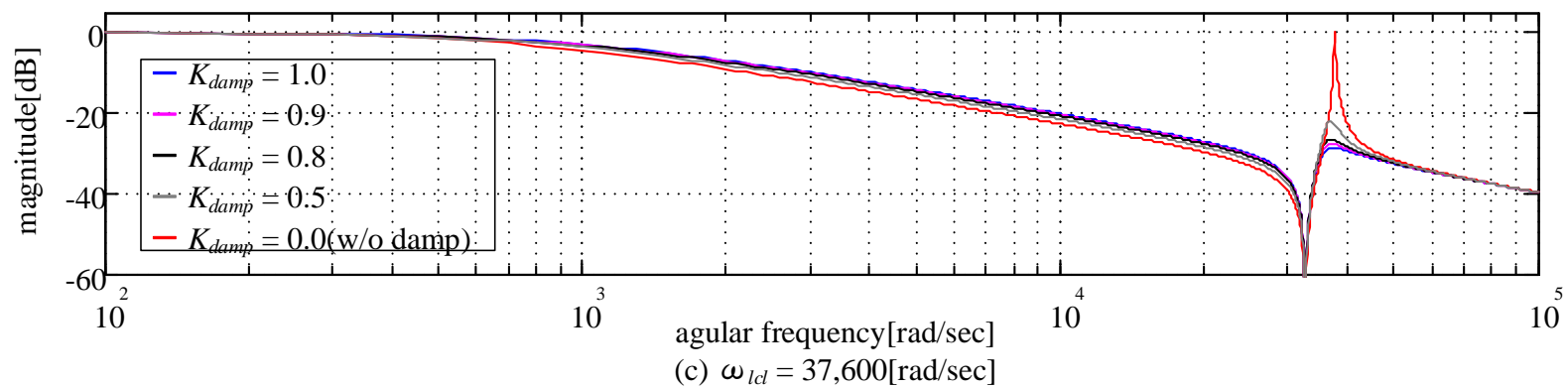
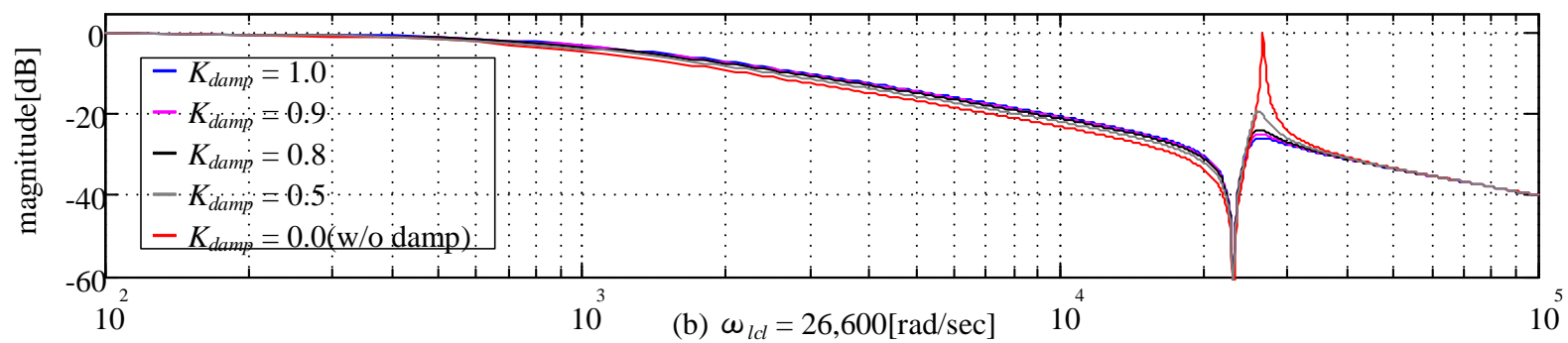
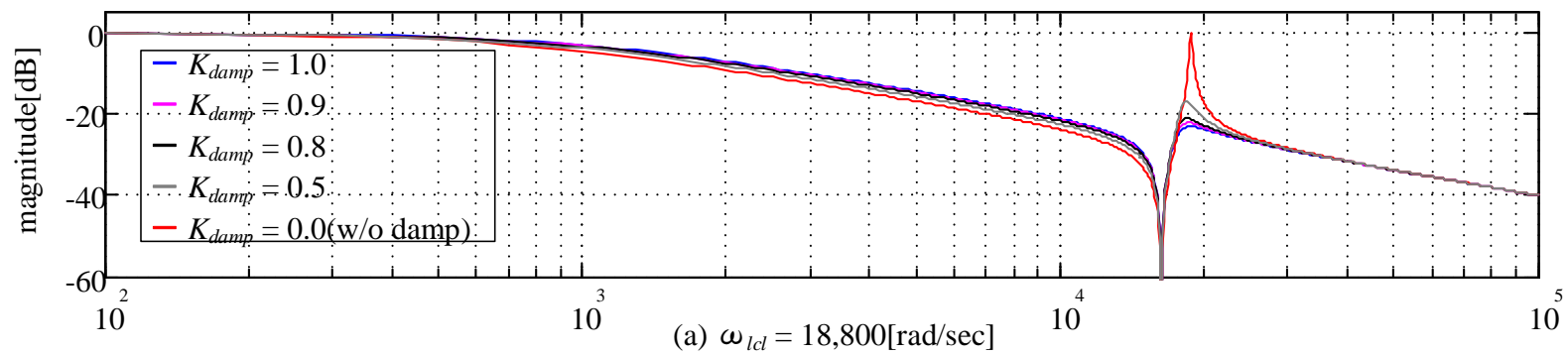


図 3-2-3. 電流応答のボード線図

### 3-3. ダンピング補償器を適用した場合のインダクタンス変動に対するロバスト性

2-5-2 節で説明したとおり電源系統インダクタンスが見積もりよりも非常に大きい場合 ACR による電流制御の応答が劣化にともない、AVR による母線電圧制御と電流制御が干渉し電源擾乱を発生させる。本節では、3-1 節で提案した制御器が電源擾乱の原因となる電流制御の応答劣化も防止できることを説明する。

$C_1=0$  と近似した LCL-Filter のモデルは式 2-4-8 に示したとおりであるが、 $L_g$  の存在を考慮すると、

$$\frac{d}{dt} \mathbf{I}_{pwm\_dq} = -\omega_{grid} \mathbf{J}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq} + (L_1 + L_2 + L_g)^{-1} \mathbf{I}_{22} (\mathbf{V}_{pwm\_dq} - \mathbf{V}_{grid\_dq})$$

式 3-3-1

となる。式 3-3-1 をラプラス変換すると、

$$(L_1 + L_2 + L_g) s \mathbf{I}_{pwm\_dq} = -\omega_{grid} \mathbf{J}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq} + \mathbf{V}_{pwm\_dq} - \mathbf{V}_{grid\_dq}$$

式 3-3-2

となり、式 3-1-14 の提案制御器を式 3-3-2 に代入しまとめると、

$$(L_1 + L_2 + L_g) s \mathbf{I}_{pwm\_dq} = -\omega_{grid} (K_{damp} L_2 + L_g) \mathbf{J}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq} + \mathbf{V}_{PI}^* + \mathbf{V}_{damp} - K_{damp} \mathbf{V}_{grid\_dq}$$

式 3-3-3

式 3-3-3 中の  $\mathbf{V}_{damp}$  はダンピング制御の出力項であるが、 $\hat{\mathbf{V}}_{c\_dq}$  が真値である  $\mathbf{V}_{c\_dq}$  と一致すると仮定すると、

$$\mathbf{V}_{damp} = \frac{K_{damp}}{T_{damp}s + 1} \mathbf{I}_{22} \mathbf{V}_{c\_dq}$$

式 3-3-4

上式に式 3-1-16 を代入すると、 $\mathbf{V}_{damp}$  は、

$$\mathbf{V}_{damp} = \frac{K_{damp}}{T_{damp}s + 1} \mathbf{I}_{22} (L_{g2} s \mathbf{I}_{grid\_dq} + \omega_{grid} L_{g2} \mathbf{J}_{22} \mathbf{I}_{grid\_dq} + \mathbf{V}_{grid\_dq})$$

式 3-3-5

となり式 3-3-5 を式 3-3-3 に代入し、さらに式 2-4-7 の関係を考慮してまとめると、

$$\left( L_1 + \left( 1 - \frac{K_{damp}}{T_{damp}s + 1} \right) (L_2 + L_g) \right) \mathbf{I}_{22} s \mathbf{I}_{pwm\_dq} = \left( \frac{K_{damp}}{T_{damp}s + 1} (L_2 + L_g) - (K_{damp} L_2 + L_g) \right) \omega_{grid} \mathbf{J}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq} + \left( \frac{K_{damp}}{T_{damp}s + 1} - K_{damp} \right) \mathbf{I}_{22} \mathbf{V}_{grid\_dq} + \mathbf{V}_{PI}^*$$

式 3-3-6

となる。ここで仮にダンピング補償器の伝達関数の時定数を十分速く設計し、

$$T_{damp} = 0$$

式 3-3-7

更に、補償器の伝達関数のゲインを、

$$K_{damp} = 1.0$$

式 3-3-8

とし、式 3-3-6 に式 3-3-7、式 3-3-8 の関係を代入すると、

$$L_1 s \mathbf{I}_{pwm\_dq} = \mathbf{V}_{PI}^*$$

式 3-3-9

の関係を求めることが出来る。式 3-3-9 の電圧と電流の関係式には、電源系統インダクタンスである  $L_g$  に関する項がなくなっており、つまりこれは、 $L_g$  の変動に対してロバストであることを示している。

しかし現実的には  $T_{damp} = 0$  に設計するのは現実的ではない。そのため  $T_{damp}$  には有限の数値が代入される。このときの特性の解析を行う。まず  $\mathbf{I}_{pwm\_dq}^*$  から  $\mathbf{I}_{pwm\_dq}$  の伝達関数は、式 3-3-6 に ACR の PI 制御である式 2-4-12 の PI 制御器を代入すると、

$$\begin{aligned} \left( L_1 + \left( 1 - \frac{K_{damp}}{T_{damp}s+1} \right) (L_2 + L_g) \right) \mathbf{I}_{22} s \mathbf{I}_{pwm\_dq} = \\ \left( \frac{K_{damp}}{T_{damp}s+1} (L_2 + L_g) - (K_{damp} L_2 + L_g) \right) \omega_{grid} \mathbf{J}_{22} \mathbf{I}_{pwm\_dq} + \left( \frac{K_{damp}}{T_{damp}s+1} - K_{damp} \right) \mathbf{I}_{22} \mathbf{V}_{grid\_dq} \\ + K_{acr\_p} \left( 1 + \frac{1}{T_{acr\_i}s} \right) \mathbf{I}_{22} (\mathbf{I}_{pwm\_dq}^* - \mathbf{I}_{pwm\_dq}) \end{aligned}$$

式 3-3-10

であり、式 3-3-10 を  $\mathbf{I}_{pwm\_dq} / \mathbf{I}_{pwm\_dq}^*$  の形式にまとめると、

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_{pwm\_dq} = \frac{1}{\left\{ \left[ L_1 + (1 - C_{damp(s)}) L_{g2} \right] s + G_{PI(s)} \right\}^2 + (L_g + K_{damp} L_2 - C_{damp(s)} L_{2g})^2 \omega_{grid}^2} \\ \cdot \left\{ \left[ L_1 + (1 - C_{damp(s)}) L_{g2} \right] s + G_{PI(s)} \right\} \mathbf{I}_{22} - (L_g + K_{damp} L_2 - C_{damp(s)} L_{2g}) \omega_{grid} \mathbf{J}_{22} \} \\ \cdot \left[ G_{PI(s)} \mathbf{I}_{pwm\_dq}^* + (C_{damp(s)} - K_{damp}) \mathbf{V}_{grid\_dq} \right] \end{aligned}$$

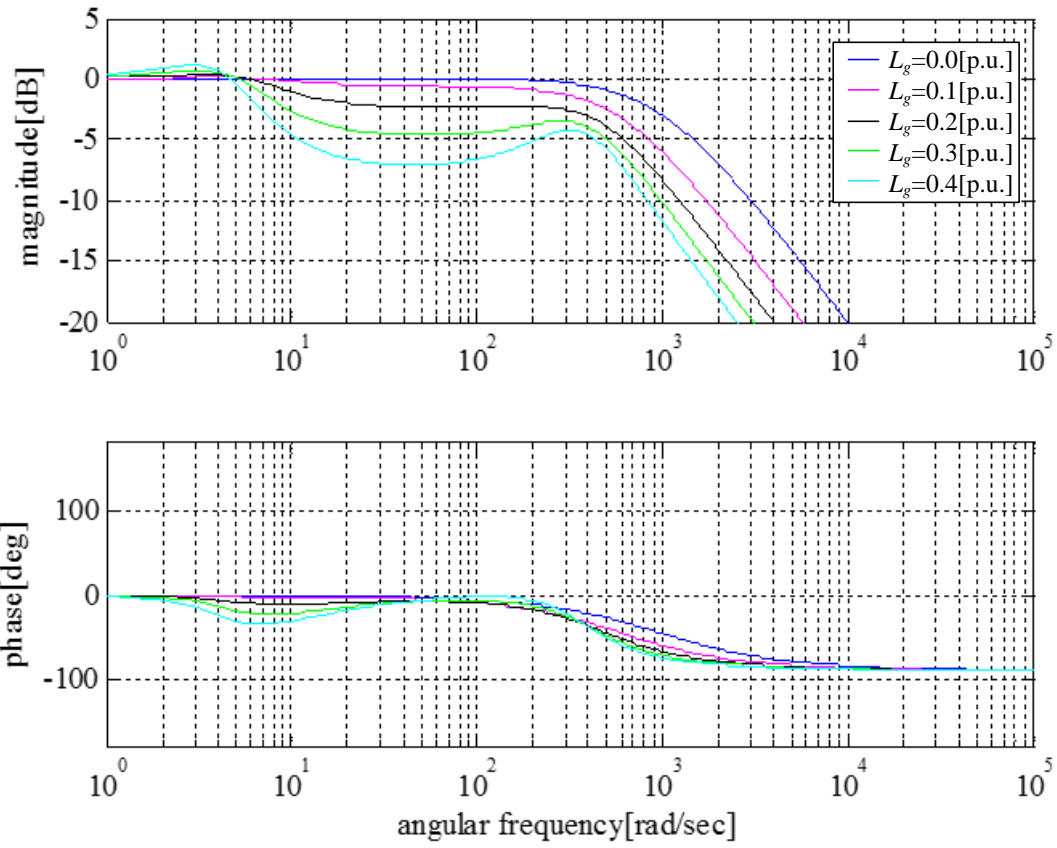
式 3-3-11

となる。なお、式 3-3-11 中の  $G_{PI(s)}$  は ACR の PI 制御の伝達関数として以下のようにおいている。

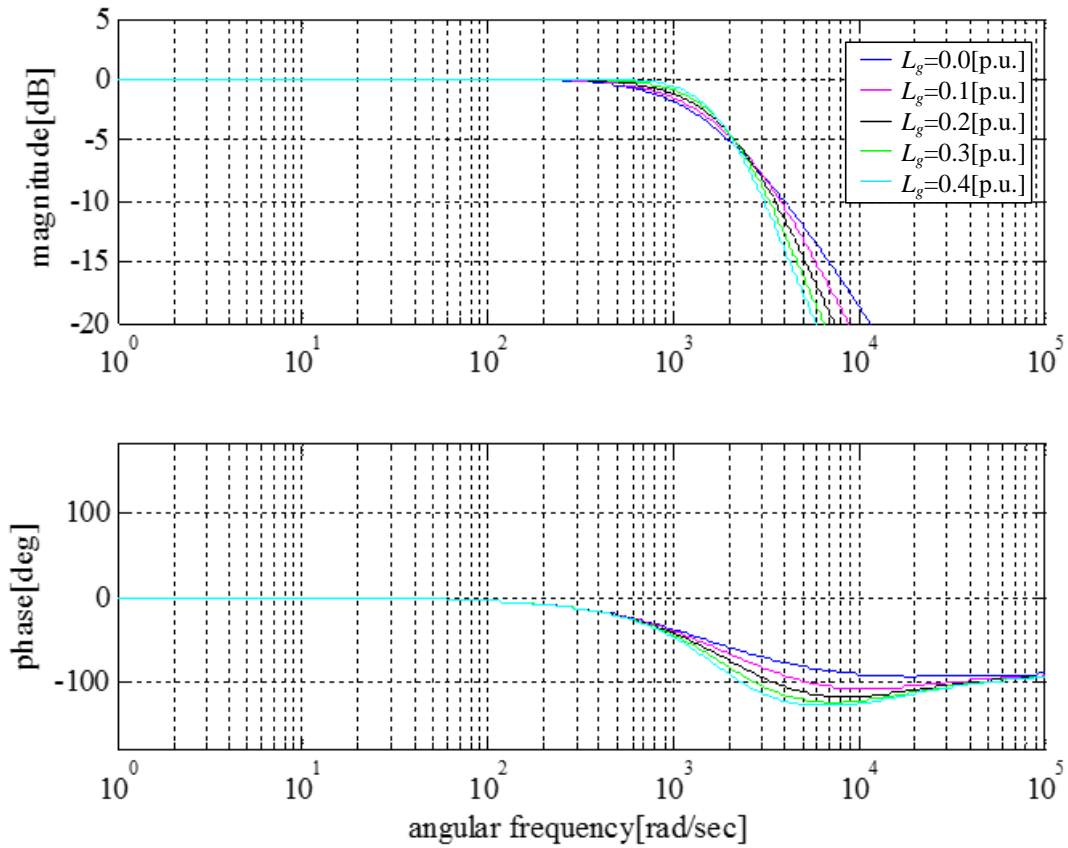
$$G_{PI(s)} = K_{acr-p} \left( 1 + \frac{1}{T_{acr-i}s} \right)$$

式 3-3-12

式 3-3-11 の伝達関数のボード線図を図 3-3-1 に示す。図 3-3-1 のボード線図は ACR 応答角周波数  $\omega_{acr}$  のノミナル値を 1000[rad/sec] で設計し、 $L_g$  を 0~0.4[p.u.] まで変化させたときのボード線図を示している。図 3-3-1(a) は振動抑制制御を無効としたときのボード線図、図 3-3-1(b) は  $K_{damp}=1.0$ 、 $T_{damp}=1/(2\pi 2000)$ [sec] として振動抑制制御を有効としたときのボード線図である。



(a):  $K_{damp}=0.0$  (ダンピング制御無効) としたときの  $I_{pwm\_dq}$  のボード線図



(b):  $K_{damp}=1.0$  (ダンピング制御有効) としたときの  $I_{pwm\_dq}$  のボード線図

図 3-3-1.  $L_g$  増加時の  $I_{pwm\_dq}$  のボード線図

図 3-3-1(a)は、振動抑制制御無効時のボード線図であるが、 $L_g$ が大きくなるにつれてカットオフ角周波数が低下し $L_g$ が0.4[p.u.]まで大きくなっているときは、カットオフ角周波数が10[rad/sec]と極端に遅くなっている。一方、図 3-3-1(b)の振動抑制制御有効時のゲイン線図は $L_g$ が0~0.4[p.u.]と変化してもカットオフ角周波数はACRの応答角周波数のノミナル値である1000[rad/sec]からほとんど変化していないことが確認できる。

つまり提案する振動抑制制御を実施すれば、2-5-2 節で述べた電源の低周波擾乱の原因であった $L_g$ 増加における電流応答の低下と、それにより発生するAVRとACRの制御干渉が防止されることができ電源系統インダクタンスに対してロバストな制御系を構築することが可能である。

### 3-4. 結言

本章では、LCL-Filterの高周波共振の問題点と、電源系統インダクタンスが増加した場合の低周波の擾乱現象の問題について、それらの抑制手段である振動抑制制御手法について提案した。

3-1 節で提案した手法は、LCL-Filterのコンデンサ電圧を推定し、補償器の伝達関数 $C_{damp}(s)$ を経由した電圧補償値を用いてPWM出力電圧指令を補正する制御で、本章では同一の制御器で上記2つの問題点を同時に解決させることが可能であることを示した。3-2 節ではLCL-Filterの高周波共振の問題に関して、本手法を適用すると制御器を含めたLCL-Filterの伝達関数に減衰係数を与えることができ共振現象を抑制することができることを示した。また3-3 節では電源系統インダクタンスが増加したときに低周波擾乱を発生させる問題について、本手法を適用すると電源擾乱の根本的な原因であるACRの応答劣化を防止することができるようになり、制御系全体が電源インダクタンス変動に対してロバストになり、電源擾乱を防止できることを示した。

## 4 章. シミュレーション

本章では、3 章で述べた提案手法についてシミュレーションを行うことで、提案手法の有効性を確認する。まず 4-1 節で、LCL-Filter の高調波共振に対する抑制効果を示し、4-2 節では電源系統インダクタンス増加時の電源擾乱に対する抑制効果を示し、4-3 節で本章の結びとする。

### 4-1. LCL-Filter の高調波共振抑制効果に関するシミュレーション

本節では LCL-Filter の高調波共振に対する提案手法の有効性を示すシミュレーションを実施する。

#### 4-1-1. シミュレーション条件

シミュレーションに用いる回路パラメータに関する緒言を表 4-1-1 に示す。

シミュレーションでは、振動抑制制御の時定数  $T_{damp}$  及びゲイン  $K_{damp}$  を複数の組み合わせで検証する。振動抑制制御の時定数  $T_{damp}=1/(2\pi \cdot f_{damp})$  とすると、 $f_{damp}$  を 500, 1000, 2000, 3000[Hz] の 4 通り、ゲイン  $K_{damp}$  を 0.4, 0.6, 0.8, 1.0 の 4 通りでシミュレーションを実施する。

表 4-1-1. LCL-Filter 共振抑制に関するシミュレーション条件

記号	名称	値	単位	備考
$L_1$	LCL-Filter コンバータ側インダクタンス	1.27	[mH]	LCL-Filter 共振周波数 $\omega_{lcl}=18,763[\text{rad/sec}]$ (2.98[kHz])
$L_2$	LCL-Filter 電源側インダクタンス	0.42	[mH]	
$C_1$	LCL-Filter キャパシタ	9.00	[ $\mu\text{F}$ ]	
$C_{dc}$	直流主回路コンデンサ	1800	[ $\mu\text{F}$ ]	
$R_1$	LCL-Filter $L_1$ の巻線抵抗	0.00	[ $\Omega$ ]	
$R_2$	LCL-Filter $L_2$ の巻線抵抗	0.00	[ $\Omega$ ]	
$L_g$	電源系統インダクタンス	0.38(0.03)	[mH]([p.u.])	
$R_g$	電源系統インダクタンス $L_g$ の抵抗	0.00	[ $\Omega$ ]	
$\omega_{acr}$	ACR の応答角周波数	1000	[rad/sec]	
$T_{acr\_i}$	ACR の積分時定数	10	[ms]	
$\omega_{avr}$	AVR の応答角周波数	800	[rad/sec]	
$T_{avr\_i}$	AVR の積分時定数	100	[ms]	
$V_{grid}$	電源電圧(線間・実効)	220	[ $V_{rms}$ ]	
$f_{grid}$	電源周波数	60.0	[Hz]	

シミュレーションは MATLAB®にて実施する。シミュレーションで用いる LCL-Filter のモデルは、近似を行っていない厳密モデルである 3 相交流の状態方程式(式 2-2-18)を採用している。制御器は離散化を行った離散系制御器であり、電流検出や電圧出力の遅延を考慮した制御器として構築した。シミュレーションと実機システムとの違いはコンバータの交流電圧の出力方法にあり、シミュレーションでは PWM 出力でなく理想的な 3 相交流出力として近似した点である。この近似は、提案手法による LCL-Filter の動特性改善効果を確認する上では影響が無いと考えられる。

シミュレーションでは LCL-Filter での共振を発生させるため、図 4-1-1 のようにシミュレーション時刻 0.25[sec]で位相が 60[deg]進んだ場合の電源電圧を LCL-Filter に印加している。

これは、急激な位相変動により系統電圧に高調波が含有されるため LCL-Filter の共振を誘発させることができ、負荷を急変させるインパクト負荷入力などよりも顕著に LCL-Filter の共振が観測できるためである。もちろんこの外乱入力に対する提案手法の挙動は一例であり、その他の外乱入力においても提案手法の効果は期待できる。

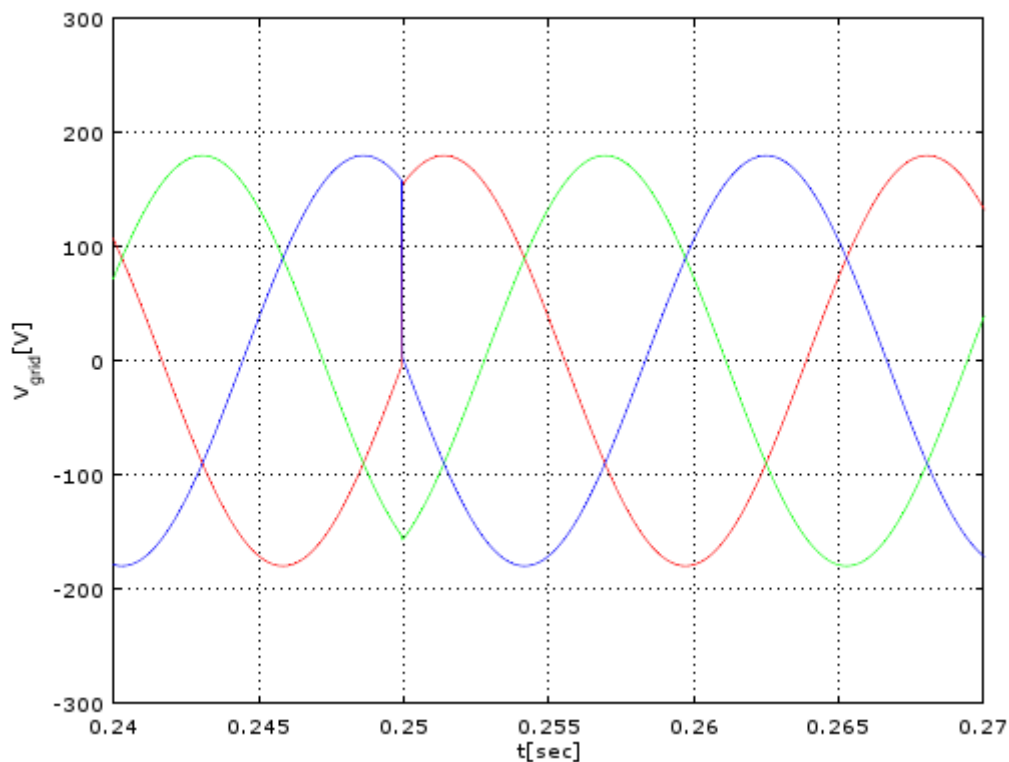


図 4-1-1. 電源位相を変化させることによる外乱入力

#### 4-1-2. シミュレーション結果

振動抑制制御による LCL-Filter の高調波共振に関するシミュレーションの結果を示す。シミュレーションは振動抑制制御が無効の場合と、有効にした場合で比較している。振動抑制制御を有効にしているときは、 $T_{damp}$ と $K_{damp}$ を複数組み合わせでシミュレーションを実施している。シミュレーション結果の一覧を表 4-1-2 に示す。

図 4-1-2～図 4-1-18 にシミュレーション結果の波形を示す。図中の(a)は LCL-Filter の電源側インダクタンス  $L_2$  を流れる電流波形  $I_{grid,r,s,t}$ , (b)は LCL-Filter のコンデンサ電圧  $V_{c,rst}$  である。



シミュレーションでは図 4-1-1 のように 0.25[sec]のタイミングで電源系統の位相を 60[deg]変化させている。この電源変動の際に始まる共振の減衰能力を確認することで振動抑制制御の有効性を確認する。

表 4-1-2. シミュレーション結果の一覧

$K_{damp}$	$T_{damp}$			
	$1/(2\pi \cdot 500)$	$1/(2\pi \cdot 1000)$	$1/(2\pi \cdot 2000)$	$1/(2\pi \cdot 3000)$
0.0	図 4-1-2			
0.4	図 4-1-3	図 4-1-7	図 4-1-11	図 4-1-15
0.6	図 4-1-4	図 4-1-8	図 4-1-12	図 4-1-16
0.8	図 4-1-5	図 4-1-9	図 4-1-13	図 4-1-17
1.0	図 4-1-6	図 4-1-10	図 4-1-14	図 4-1-18

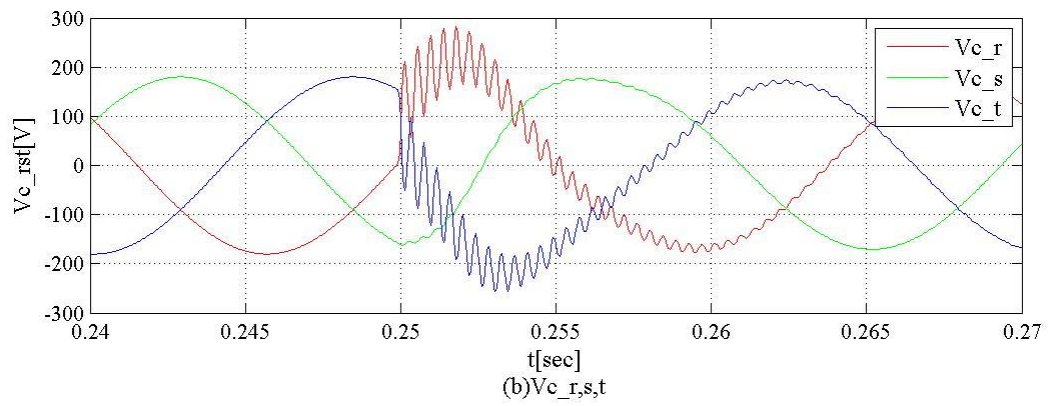
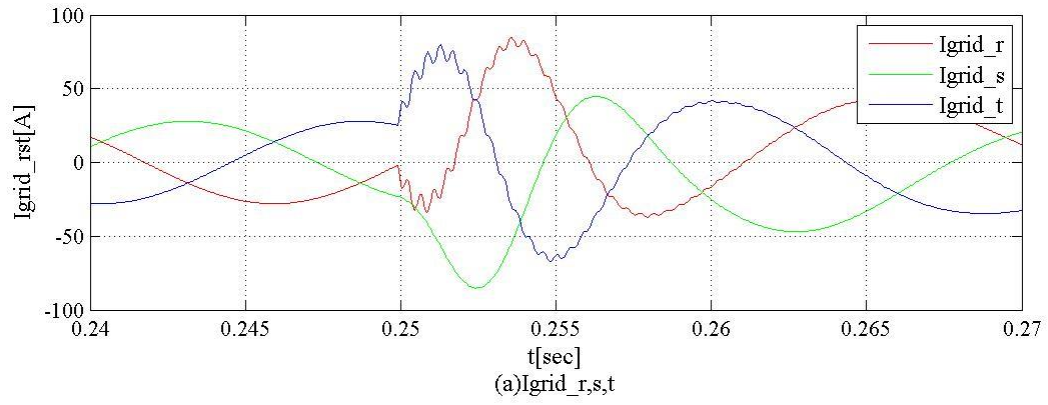


図 4-1-2. ダンピング制御無効( $K_{damp}=0$  ,  $T_{damp} = 1/(2\pi*500)$ )時の LCL-Filter 共振

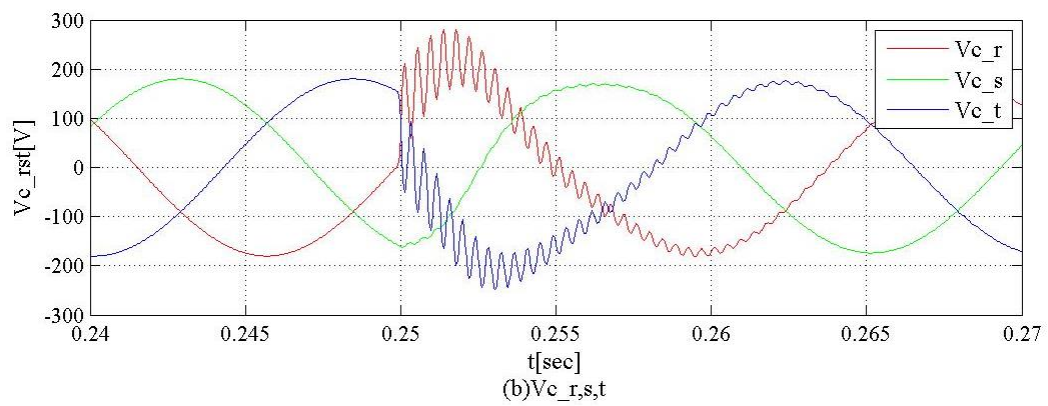
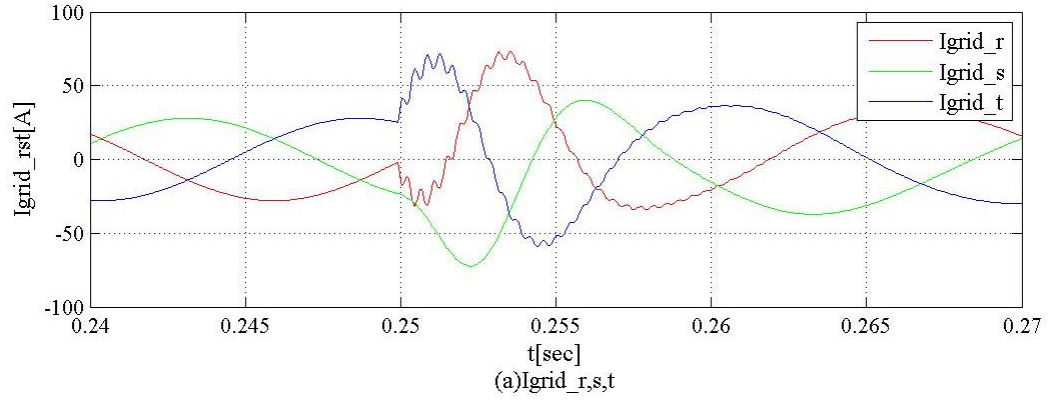


図 4-1-3. ダンピング制御有効( $K_{damp}=0.4$  ,  $T_{damp} = 1/(2\pi*500)$ )時の LCL-Filter 共振

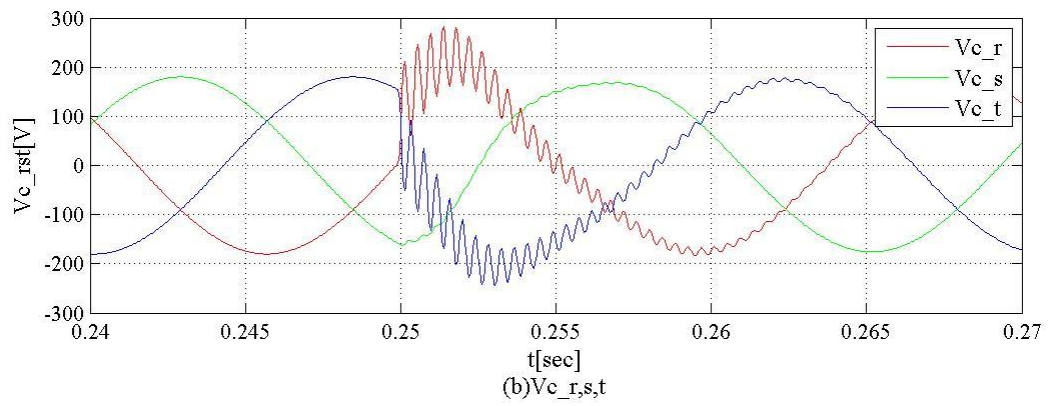
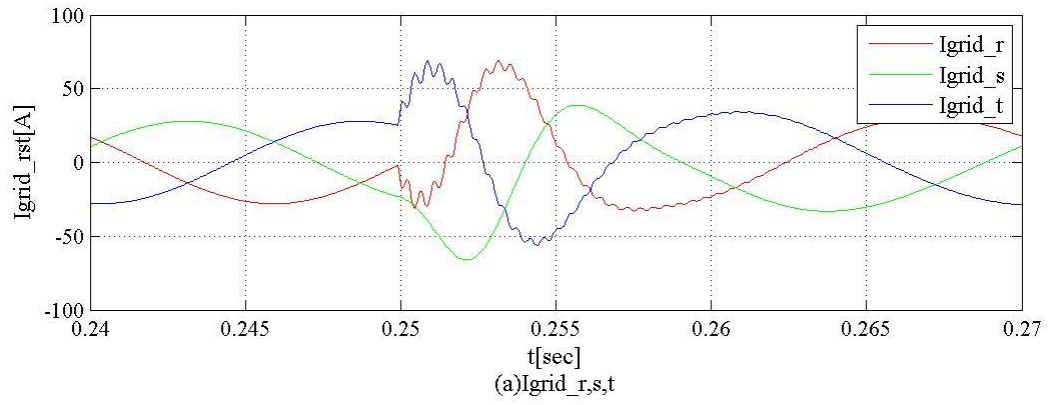


図 4-1-4. ダンピング制御有効( $K_{damp}=0.6$  ,  $T_{damp}=1/(2\pi*500)$ )時の LCL-Filter 共振

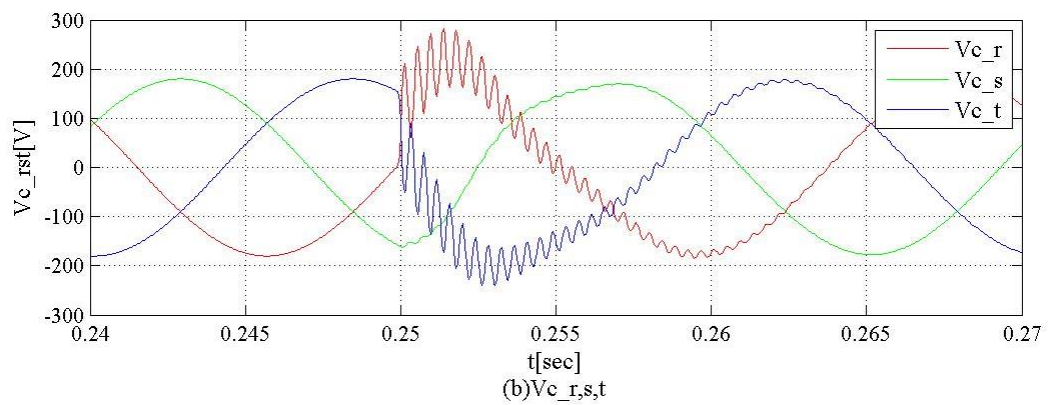
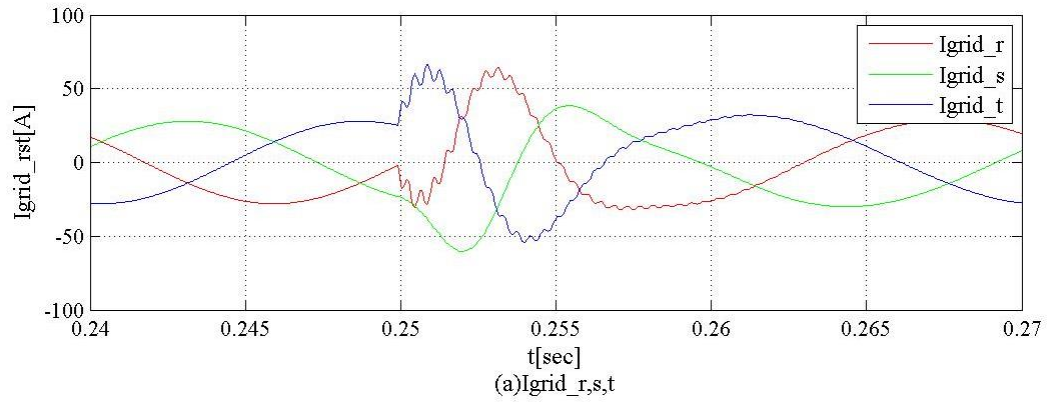


図 4-1-5. ダンピング制御有効( $K_{damp}=0.8$  ,  $T_{damp}=1/(2\pi*500)$ )時の LCL-Filter 共振

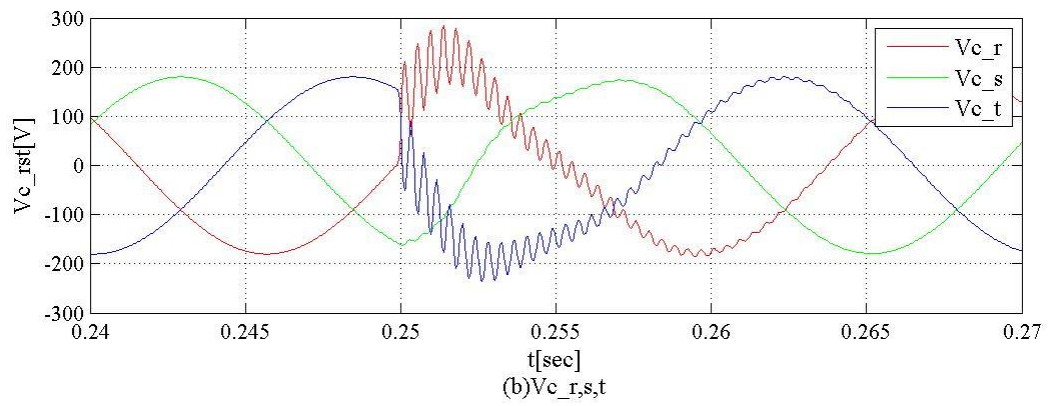
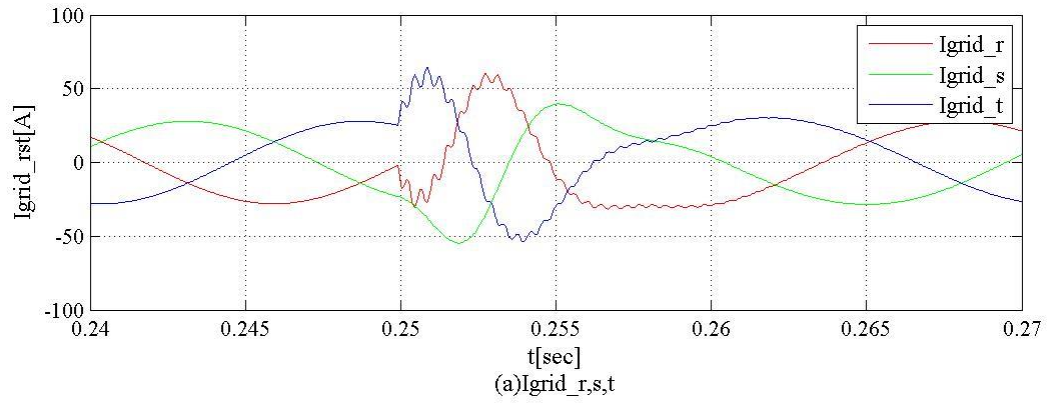


図 4-1-6. ダンピング制御有効( $K_{damp}=1.0$  ,  $T_{damp}=1/(2\pi*500)$ )時の LCL-Filter 共振

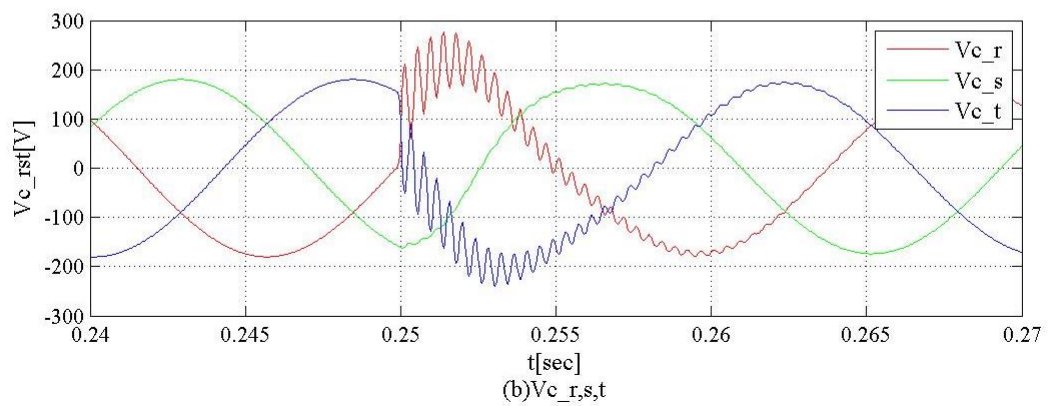
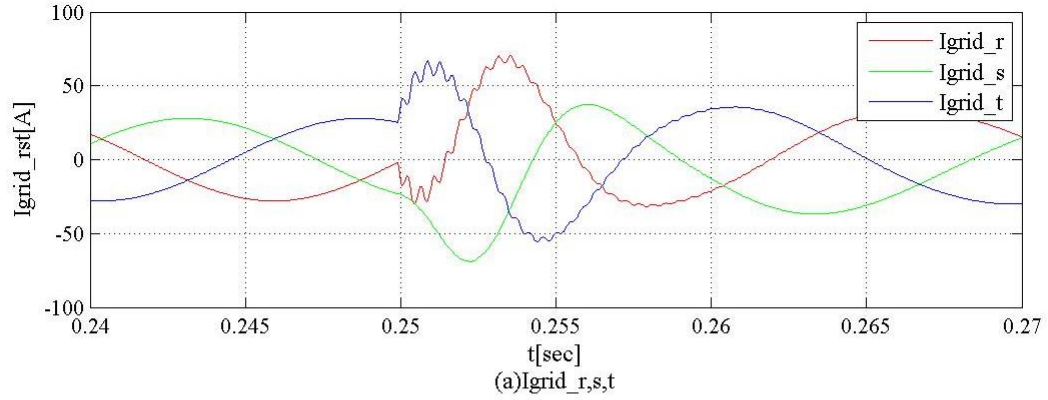


図 4-1-7. ダンピング制御有効( $K_{damp}=0.4$  ,  $T_{damp}=1/(2\pi*1000)$ )時の LCL-Filter 共振

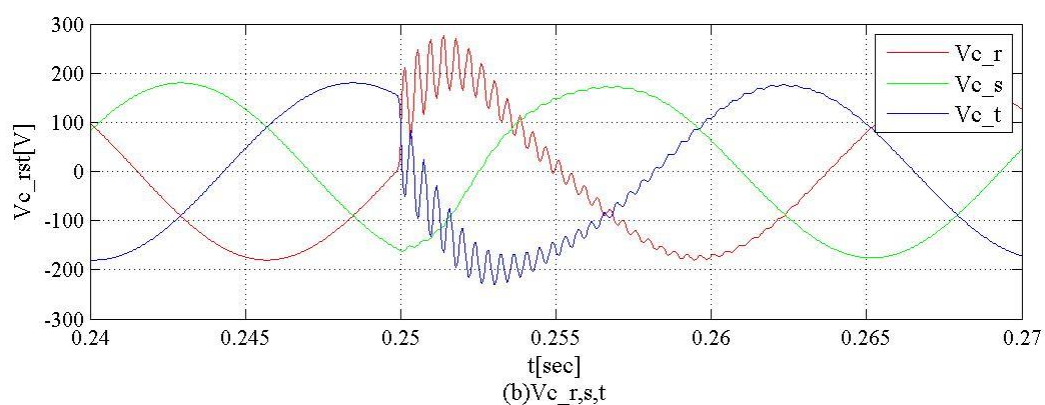
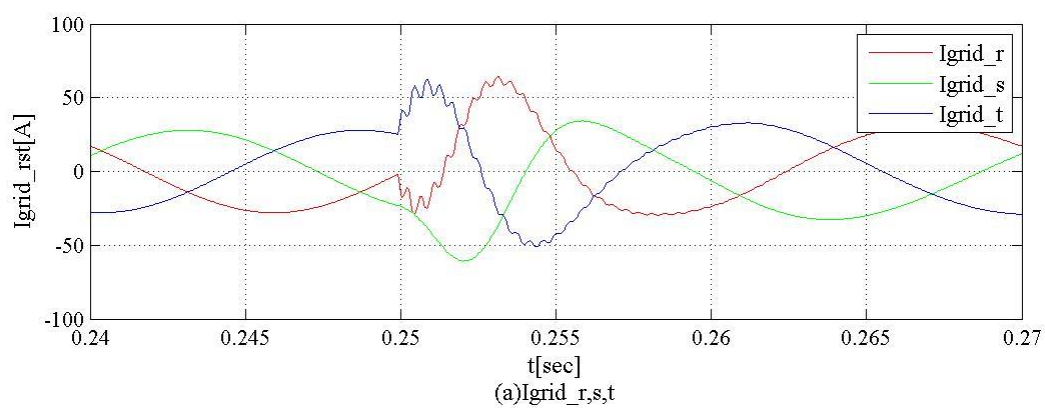


図 4-1-8. ダンピング制御有効( $K_{damp}=0.6$  ,  $T_{damp}=1/(2\pi*1000)$ )時の LCL-Filter 共振

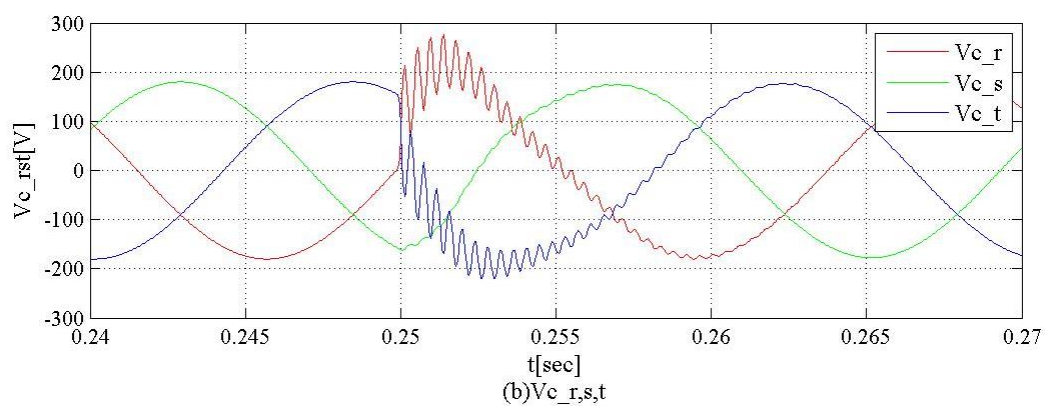
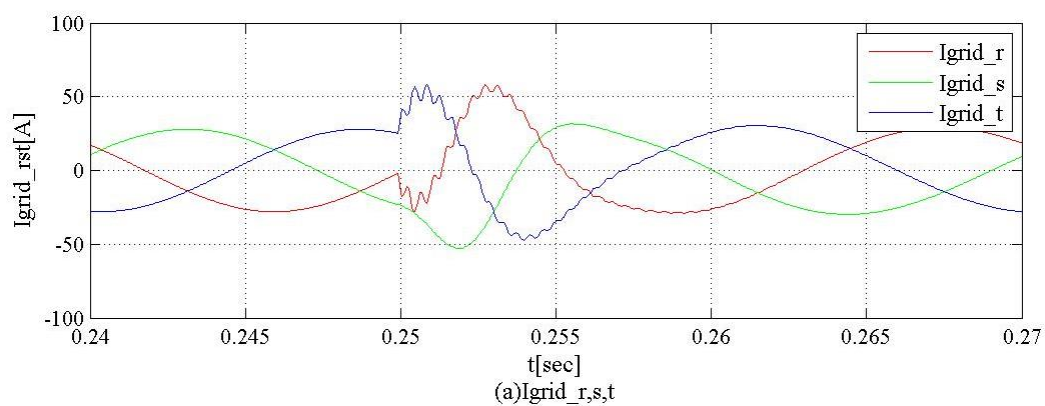


図 4-1-9. ダンピング制御有効( $K_{damp}=0.8$  ,  $T_{damp}=1/(2\pi*1000)$ )時の LCL-Filter 共振



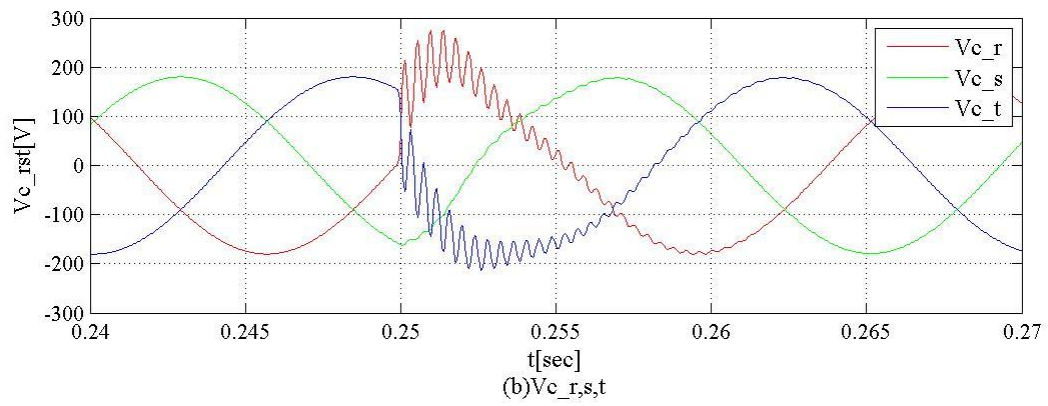
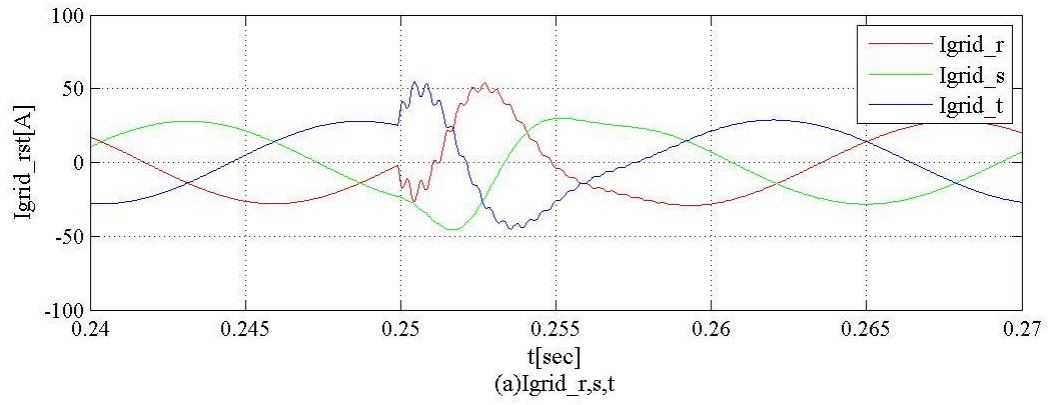


図 4-1-10. ダンピング制御有効( $K_{damp}=1.0$  ,  $T_{damp}=1/(2\pi*1000)$ )時の LCL-Filter 共振

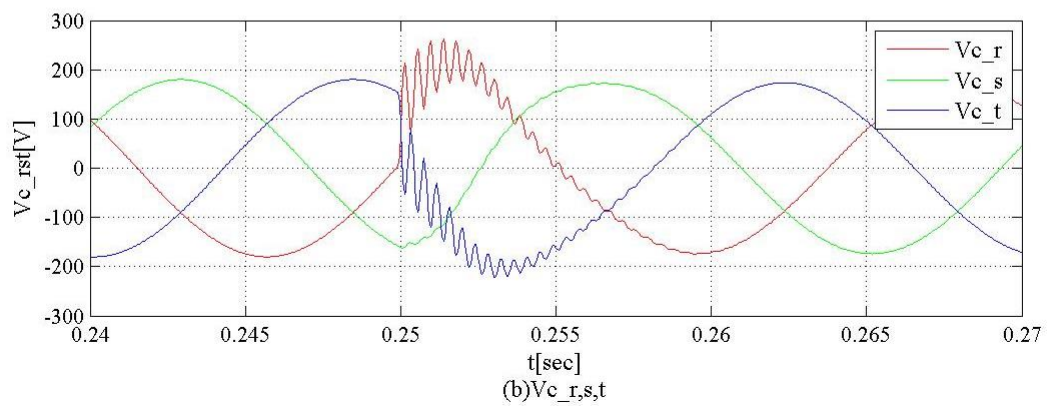
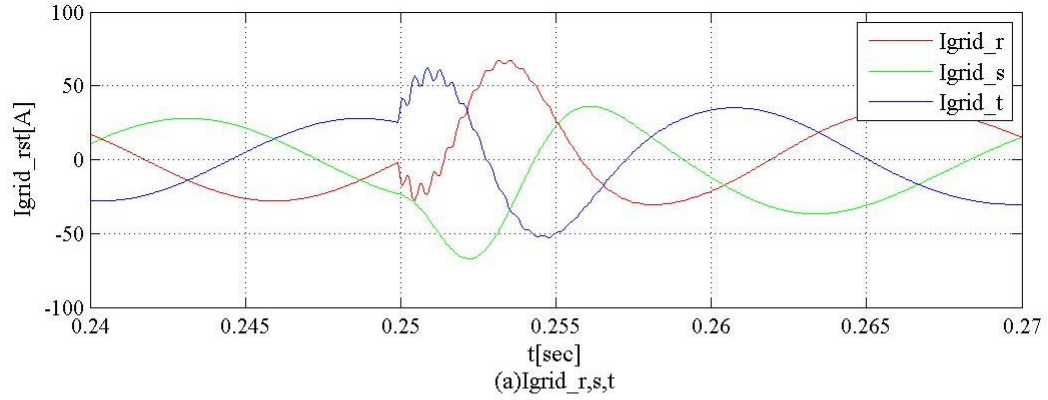


図 4-1-11. ダンピング制御有効( $K_{damp}=0.4$  ,  $T_{damp}=1/(2\pi*2000)$ )時の LCL-Filter 共振

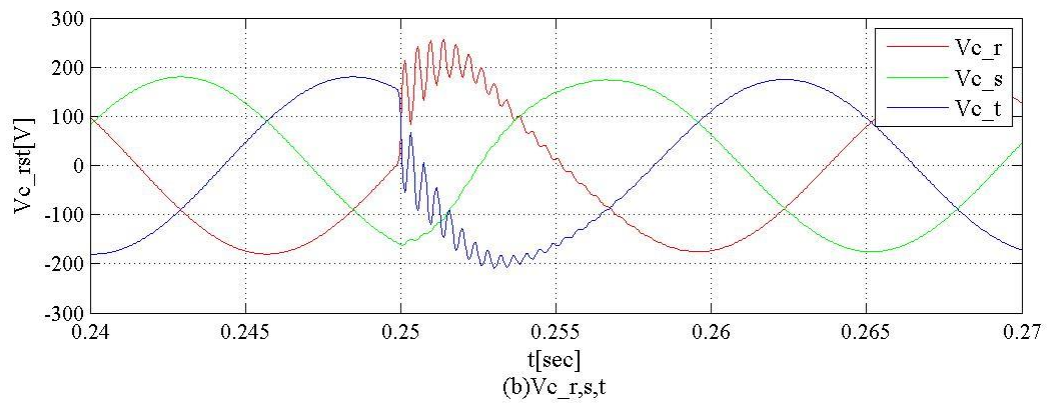
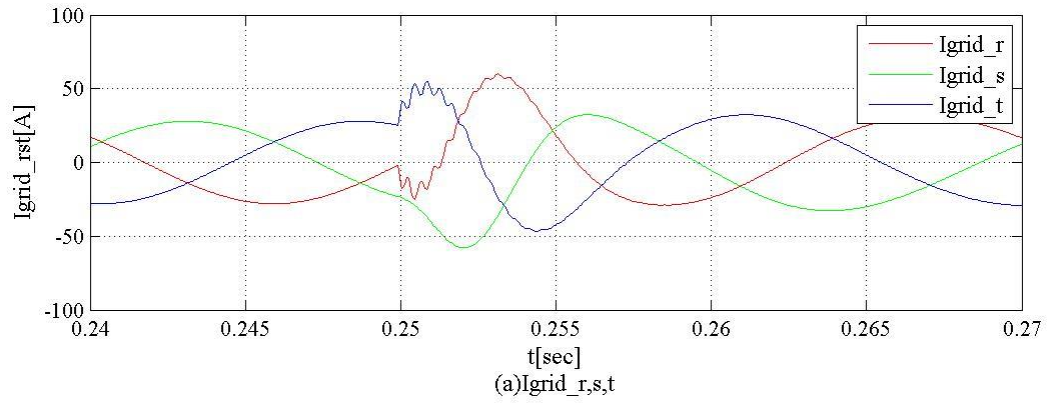


図 4-1-12. ダンピング制御有効( $K_{damp}=0.6$ ,  $T_{damp}=1/(2\pi*2000)$ )時の LCL-Filter 共振

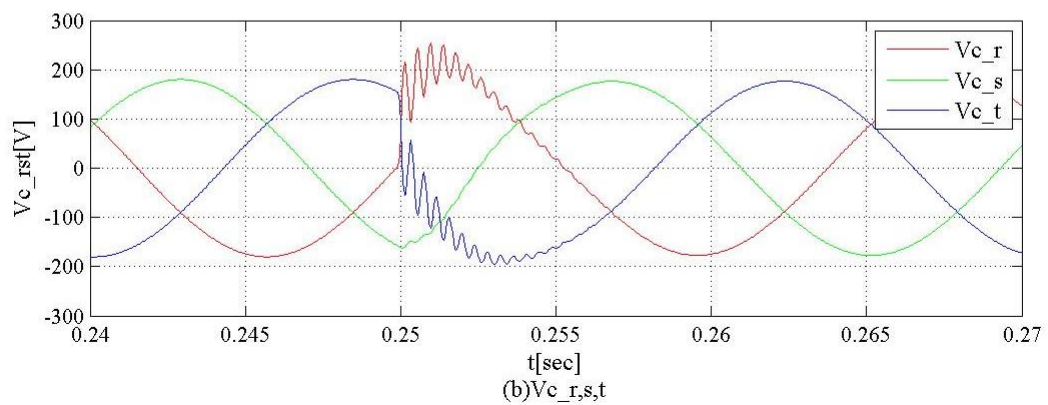
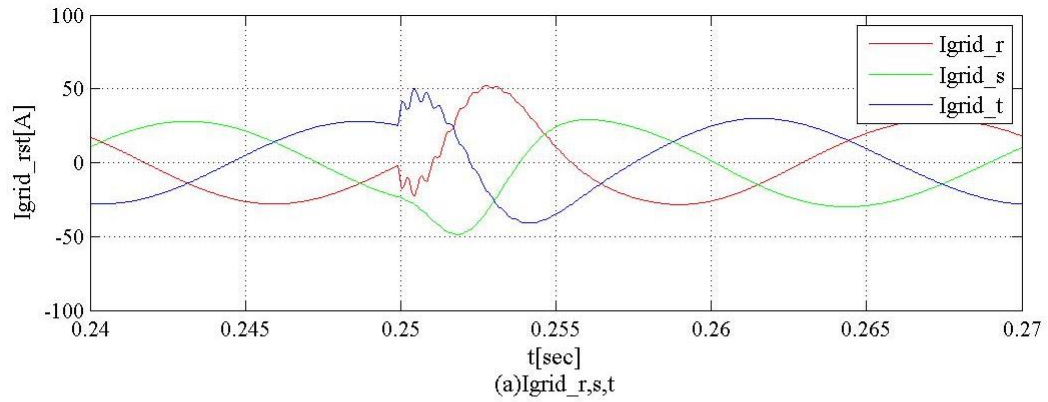


図 4-1-13. ダンピング制御有効( $K_{damp}=0.8$ ,  $T_{damp}=1/(2\pi*2000)$ )時の LCL-Filter 共振

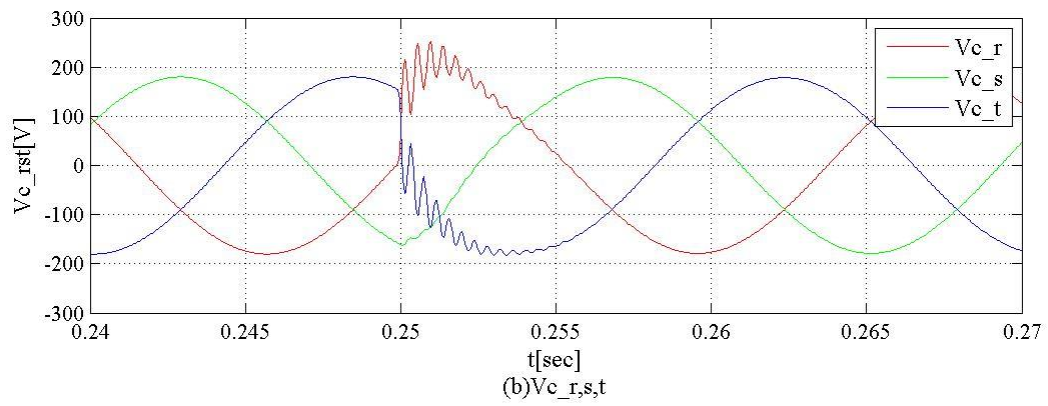
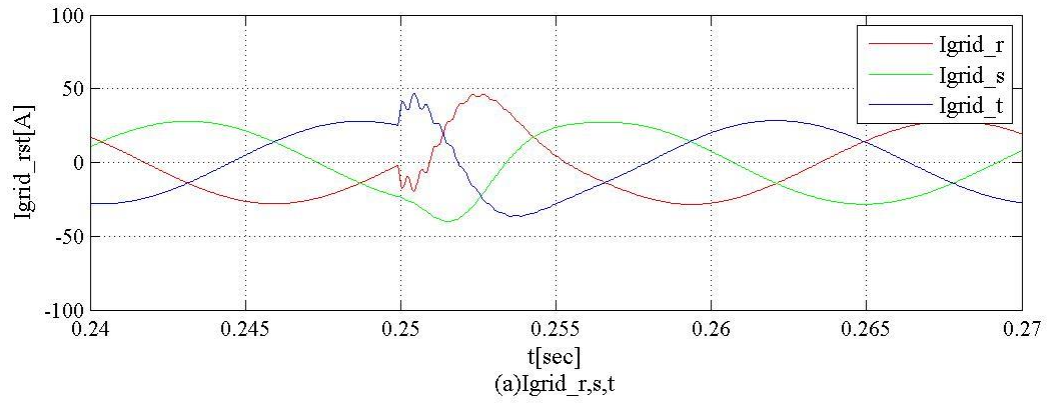


図 4-1-14. ダンピング制御有効( $K_{damp}=1.0$ ,  $T_{damp}=1/(2\pi*2000)$ )時の LCL-Filter 共振

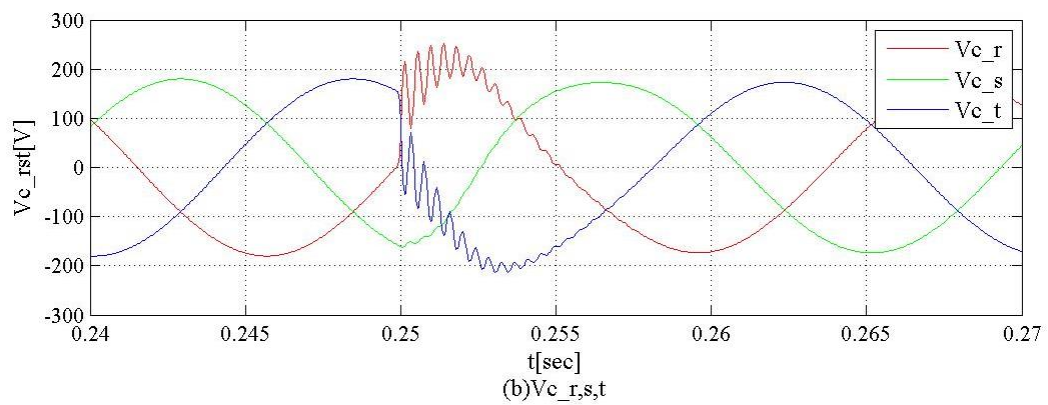
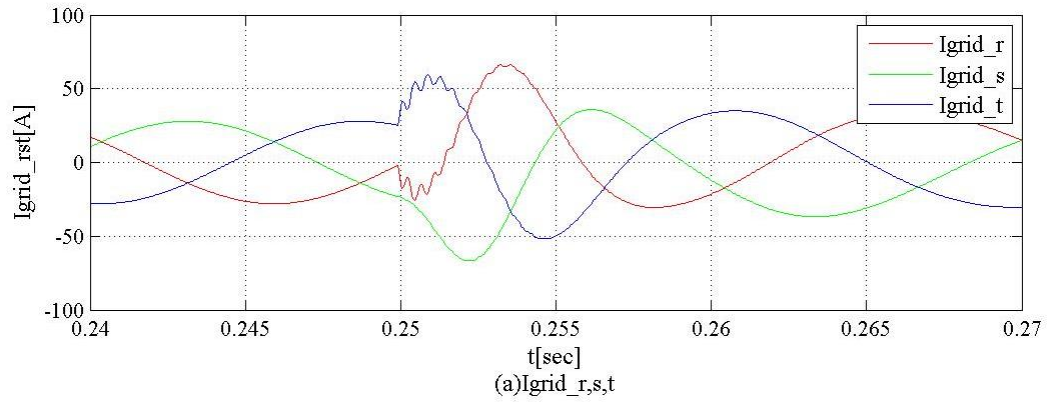


図 4-1-15. ダンピング制御有効( $K_{damp}=0.4$ ,  $T_{damp}=1/(2\pi*3000)$ )時の LCL-Filter 共振



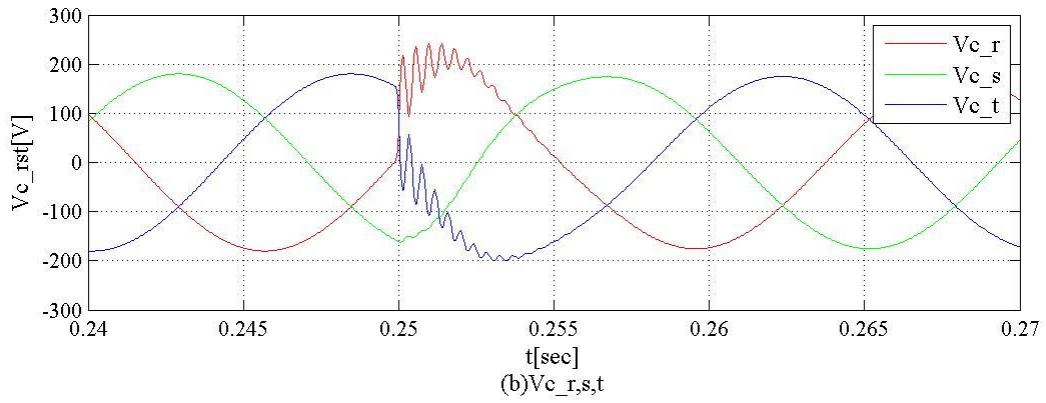
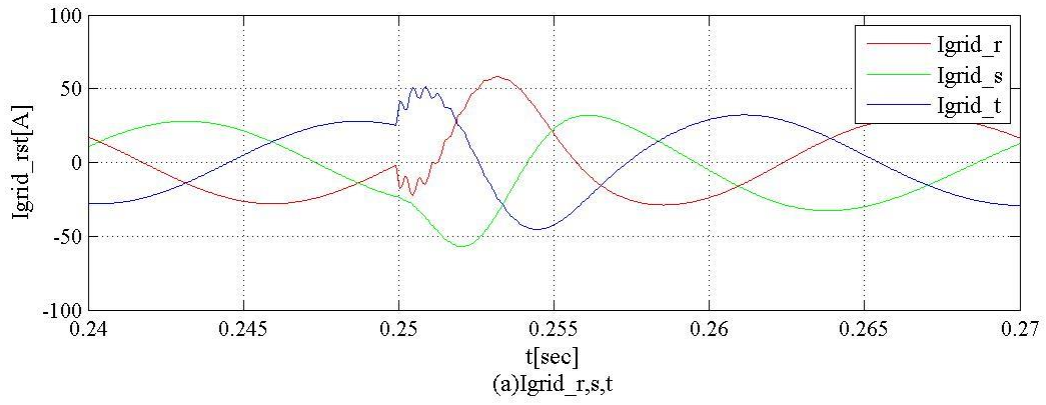


図 4-1-16. ダンピング制御有効( $K_{damp}=0.6$  ,  $T_{damp}=1/(2\pi*3000)$ )時の LCL-Filter 共振

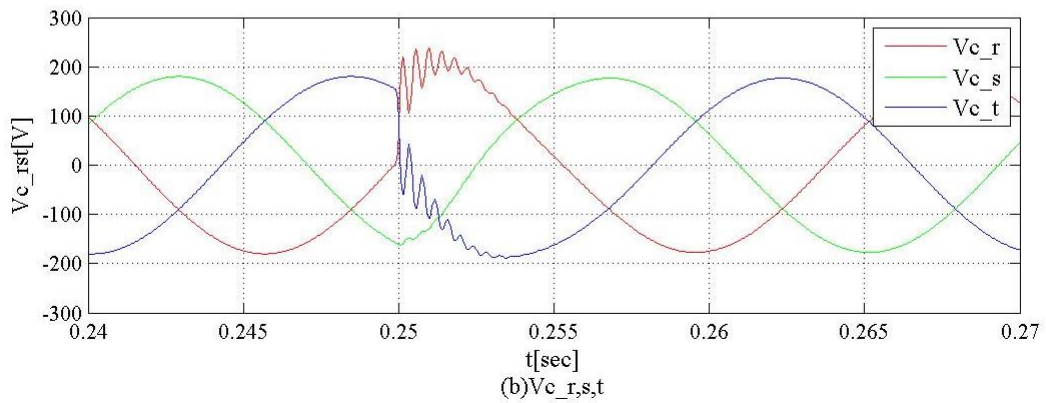
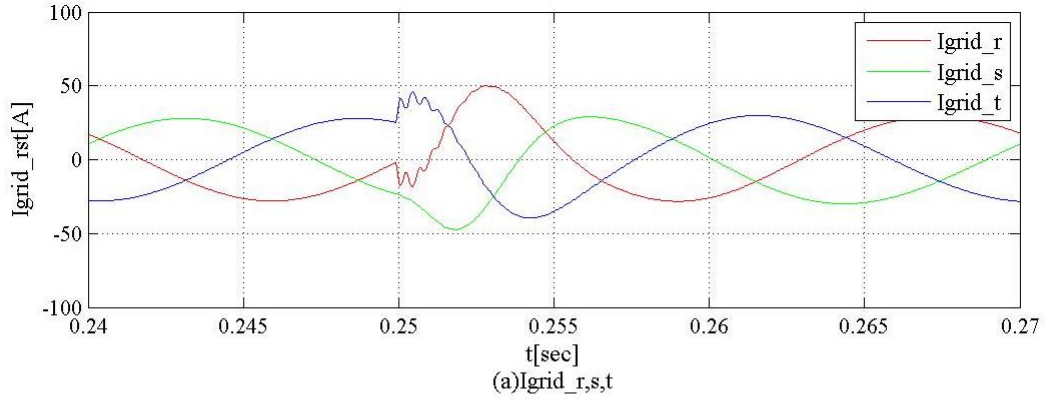


図 4-1-17. ダンピング制御有効( $K_{damp}=0.8$  ,  $T_{damp}=1/(2\pi*3000)$ )時の LCL-Filter 共振

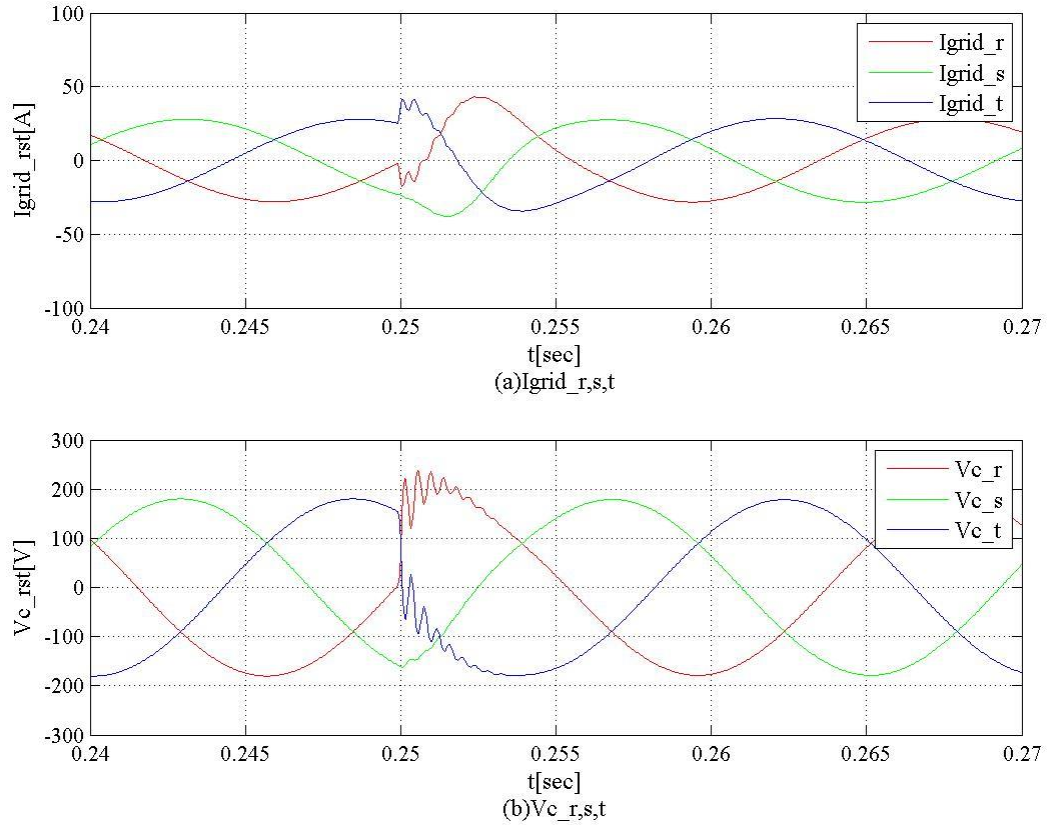


図 4-1-18. ダンピング制御有効( $K_{damp}=1.0$  ,  $T_{damp}=1/(2\pi*3000)$ )時の LCL-Filter 共振

#### 4-1-3. LCL-Filter の共振抑制に関するシミュレーション結果の考察

提案する振動抑制制御による共振抑制効果を確認する指針として、シミュレーション結果に示されている、時刻 0.25[sec]での  $V_{c\_r}$  に含まれる高調波共振成分の FFT 解析の結果を用いたスペクトル比  $\lambda_s[\%]$  を計算する事を考える。ここで、スペクトル比の算出は、電源角周波数  $\omega_{grid}$  のメインスペクトル成分  $S_{base}(\omega_{grid})$  と LCL-Filter の共振角周波数  $\omega_{lcl}$  のスペクトル成分  $S_{res}(\omega_{lcl})$  との比として以下のような算出式で求めている。

$$\lambda_s = \frac{S_{res}(\omega_{lcl})}{S_{base}(\omega_{grid})} 100.0[\%]$$

式 4-1-1

定義より高調波成分が十分抑制されるとき  $\lambda_s$  は小さく零に近い値を示すが、共振が抑制されていないときは、 $\lambda_s$  の値は大きくなる。表 4-1-3 に各条件下での  $\lambda_s$  を示す。

表 4-1-3. シミュレーション結果よりスペクトル比  $\lambda_s$  を求めた結果の一覧

$K_{damp}$	$T_{damp}$			
	$1/(2\pi*500)$	$1/(2\pi*1000)$	$1/(2\pi*2000)$	$1/(2\pi*3000)$
0.0	10.9[%] (図 4-1-2)			
0.4	10.3[%] (図 4-1-3)	8.5[%] (図 4-1-7)	4.9[%] (図 4-1-11)	3.3[%] (図 4-1-15)
0.6	10.0[%] (図 4-1-4)	7.5[%] (図 4-1-8)	3.6[%] (図 4-1-12)	2.2[%] (図 4-1-16)
0.8	9.7[%] (図 4-1-5)	6.7[%] (図 4-1-9)	2.9[%] (図 4-1-13)	1.5[%] (図 4-1-17)
1.0	9.5[%] (図 4-1-6)	6.1[%] (図 4-1-10)	2.3[%] (図 4-1-14)	1.2[%] (図 4-1-18)

振動抑制制御を無効( $K_{damp}=0.0$ )としているとき、 $\lambda_s$  は 10.9[%]と大きな数値を示しており、 $I_{grid\_rst}$  及び  $V_{c\_rst}$  の波形も収束速度の遅い共振成分が確認できる。

振動抑制制御を有効( $K_{damp}=0.4\sim 1.0$ )とした場合においても、 $f_{damp}$  を LCL-Filter の共振周波数 (3kHz)より小さく 500[Hz]と設計している場合は、制御を無効とした場合とほぼ同じ  $\lambda_s$  の値となり、また  $I_{grid\_rst}$  及び  $V_{c\_rst}$  の波形も収束に時間がかかっており、ほとんど共振抑制の効果が無いことが確認される。

$f_{damp}$  を LCL-Filter の共振周波数に近い値である 2.0, 3.0 [kHz]に設計した場合には、 $\lambda_s$  は小さくなり、とくに  $K_{damp}$  を 1.0 に近い設計をすると、振動抑制制御による共振抑制効果が大きくなることが確認できる。

3-2 節(図 3-2.2)で示したように、LCL-Filter の共振特性の減衰係数  $\zeta$  を最大化するには LCL-Filter の共振周波数近傍の値に  $f_{damp}$  を設定する必要があった。シミュレーションで用いた LCL-Filter の共振周波数は約 3[kHz](18, 800[rad/sec])のものであり、シミュレーションでは  $f_{damp}$  は共振周波数近傍の値である 2~3[kHz]と設定したときに共振抑制の効果があることが確認できる。シミュレーション結果は、3-2 節で示した  $f_{damp}(T_{damp}=1/(2\pi f_{damp}))$  の設計指針と一致し、この設計指針の妥当性が証明できた。

## 4-2. 電源系統インダクタンス増加時の電源擾乱抑制効果に関するシミュレーション

本節では電源系統インダクタンス増加時に発生する電源電圧の低周波擾乱問題に対する提案手法の有効性を示すシミュレーションを実施する。

### 4-2-1. シミュレーション条件

シミュレーションに用いる  $L_g$  以外の回路パラメータは表 4-1-1 と同一のものをを用いた。 $L_g$  は 0.03, 0.2, 0.4, 0.6[p.u.]の4通りの条件でシミュレーションしている。また振動抑制制御の時定数  $T_{damp}$  は  $f_{damp}=2$ [kHz]とした  $1/(2\pi 2000)$ に固定し、 $K_{damp}$  は 0.6, 0.8, 0.95 の3通りでシミュレ

ーションを実施した。負荷条件であるが、無負荷の安定性と負荷印加時の安定性の両者を確認するために、シミュレーション時間  $t < 1.0[\text{sec}]$  は無負荷とし、 $t \geq 1.0[\text{sec}]$  は  $1.9[\text{kW}]$  の負荷印加している。

#### 4-2-2. シミュレーション結果

提案する振動抑制制御による電源系統インダクタンス増加時のロバスト性を確認するためのシミュレーション結果を示す。シミュレーションは振動抑制制御が無効の場合と、振動抑制制御を有効にした場合で実施している。シミュレーション結果の一覧表を表 4-2-1 に示す。

図 4-2-1～図 4-2-4 は、電源系統  $L_g=0.03 [\text{p.u.}]$  時、図 4-2-5～図 4-2-8 は  $L_g=0.2 [\text{p.u.}]$  時、図 4-2-9～図 4-2-12 は  $L_g=0.4 [\text{p.u.}]$  時、図 4-2-13～図 4-2-16 は  $L_g=0.6 [\text{p.u.}]$  時の各部波形である。各部波形であるが、(a)は3相の系統電流  $I_{grid\_rst}$ 、(b)は系統電圧の  $V_{grid\_rst}$ 、(c)は  $d$  軸電流の指令  $I_d^*$  及び帰還  $I_d$ 、(d)は  $q$  軸電流の指令  $I_q^*$  及び帰還  $I_q$ 、(e)は負荷電力  $Load$ 、(f)は母線電圧指令  $V_{DC}^*$  及び帰還  $V_{DC}$  である。

表 4-2-1. シミュレーション結果一覧

$L_g[\text{p.u.}]$ $K_{damp}$	0.03	0.2	0.4	0.6
0.0	図 4-2-1	図 4-2-5	図 4-2-9	図 4-2-13
0.6	図 4-2-2	図 4-2-6	図 4-2-10	図 4-2-14
0.8	図 4-2-3	図 4-2-7	図 4-2-11	図 4-2-15
0.95	図 4-2-4	図 4-2-8	図 4-2-12	図 4-2-16

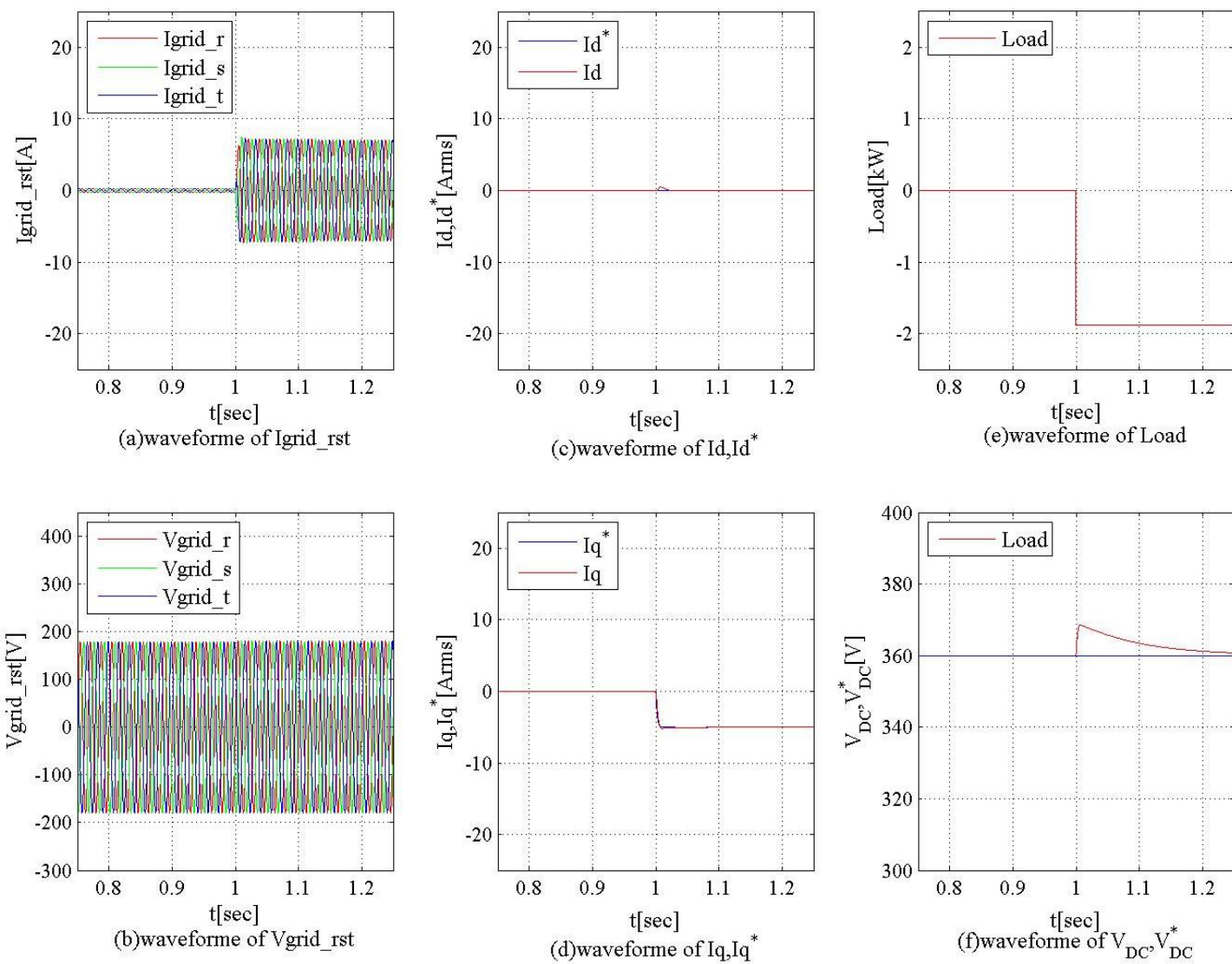


図 4-2-1.  $L_g=0.03$ [p.u.] , 振動抑制制御無効

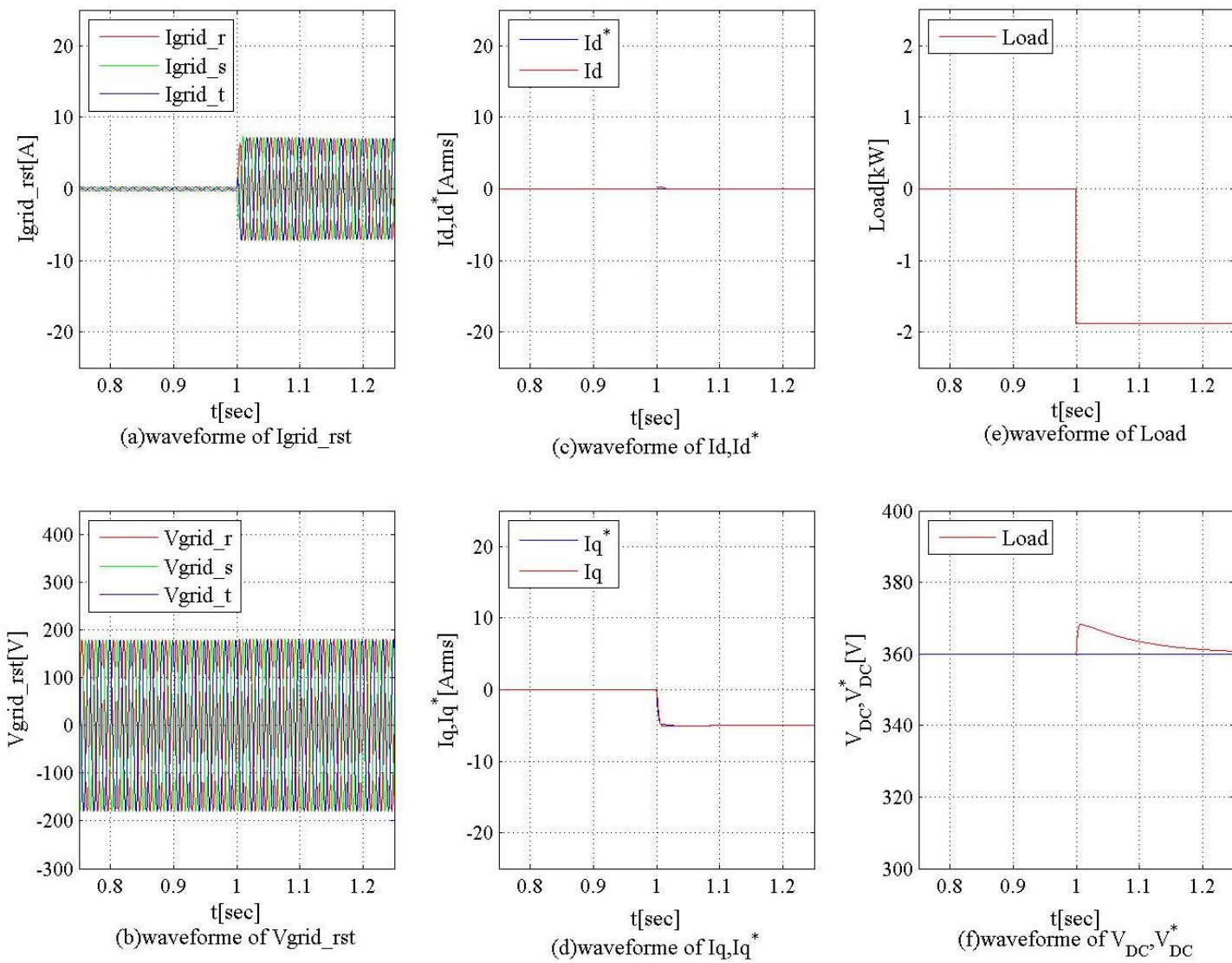


図 4-2-2.  $L_g=0.03$ [p.u.], 振動抑制制御有効( $K_{damp}=0.6$ )



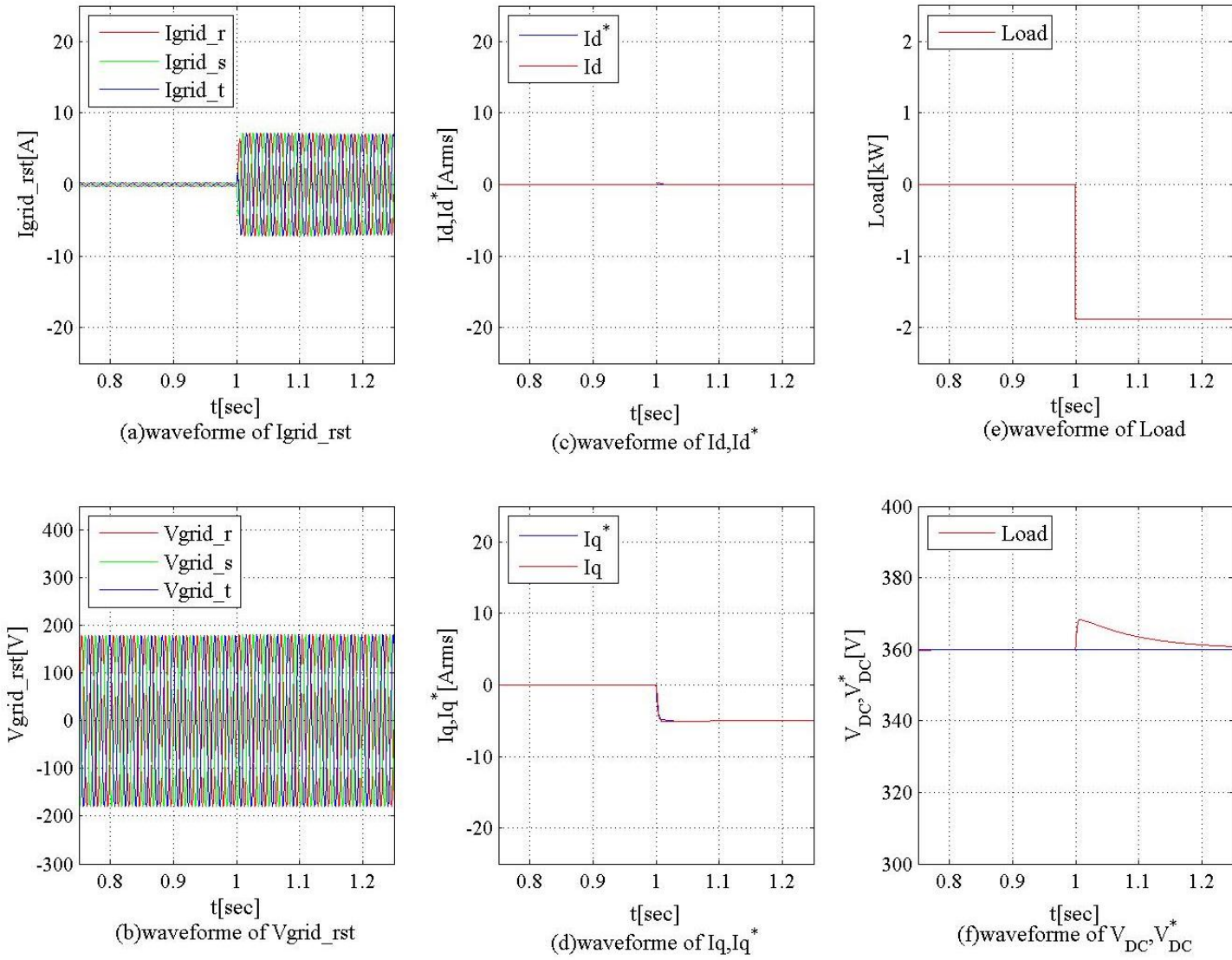


図 4-2-3.  $L_g=0.03[\text{p.u.}]$  , 振動抑制制御有効( $K_{damp}=0.8$ )

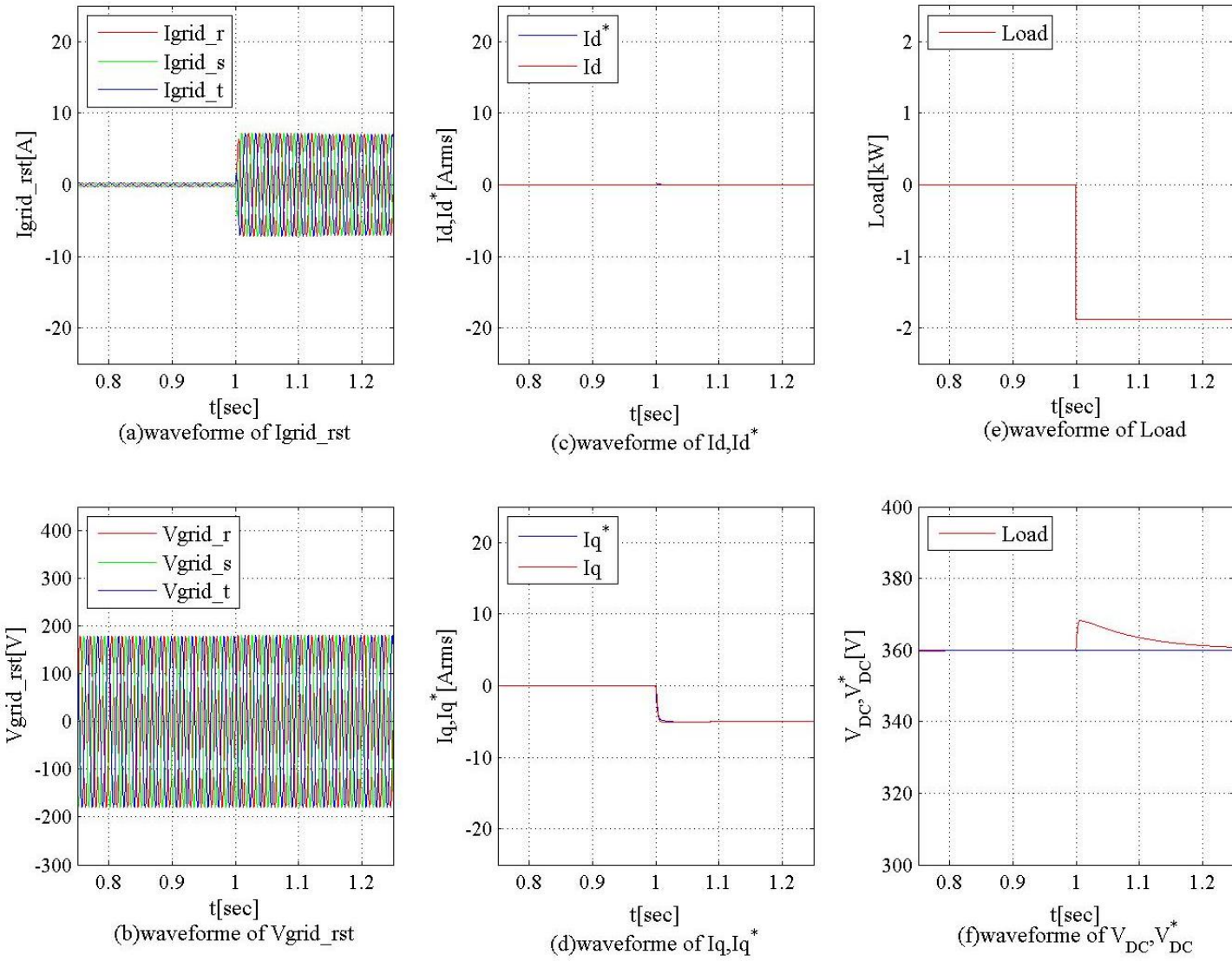


図 4-2-4.  $L_g=0.03$ [p.u.] , 振動抑制制御有効( $K_{damp}=0.95$ )



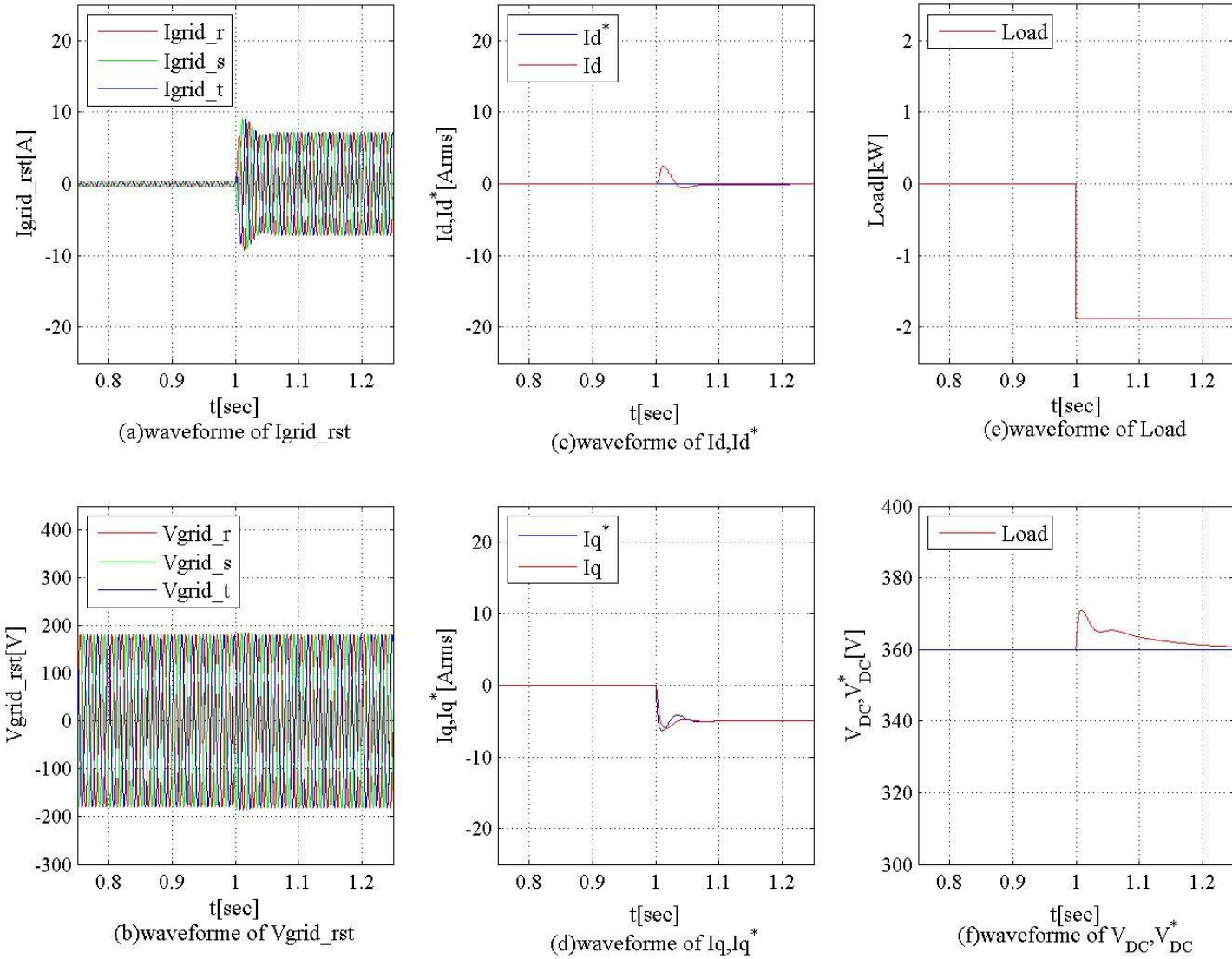


図 4-2-5.  $L_g=0.2$ [p.u.] , 振動抑制制御無効

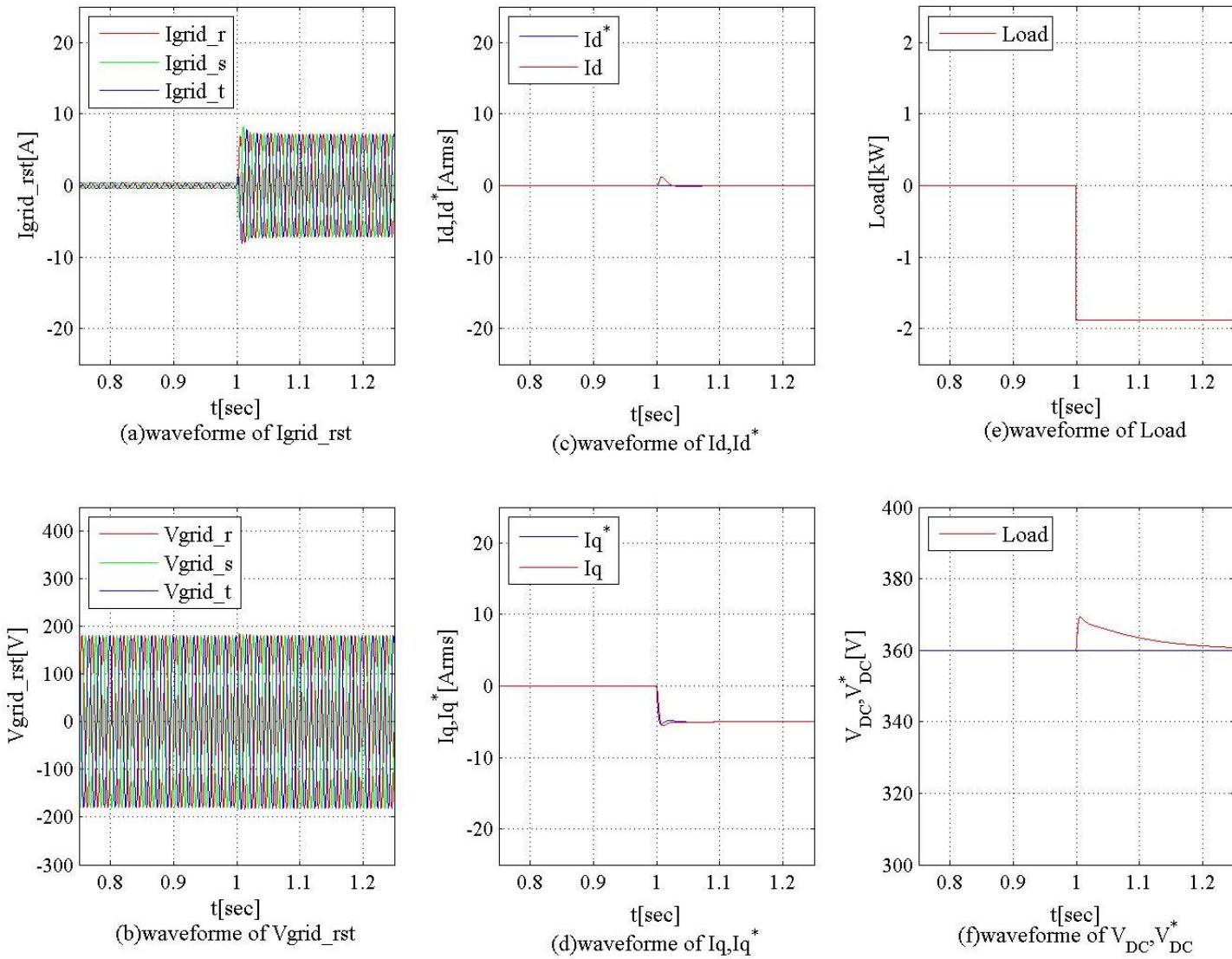


図 4-2-6.  $L_g=0.2$ [p.u.] , 振動抑制制御有効( $K_{damp}=0.6$ )

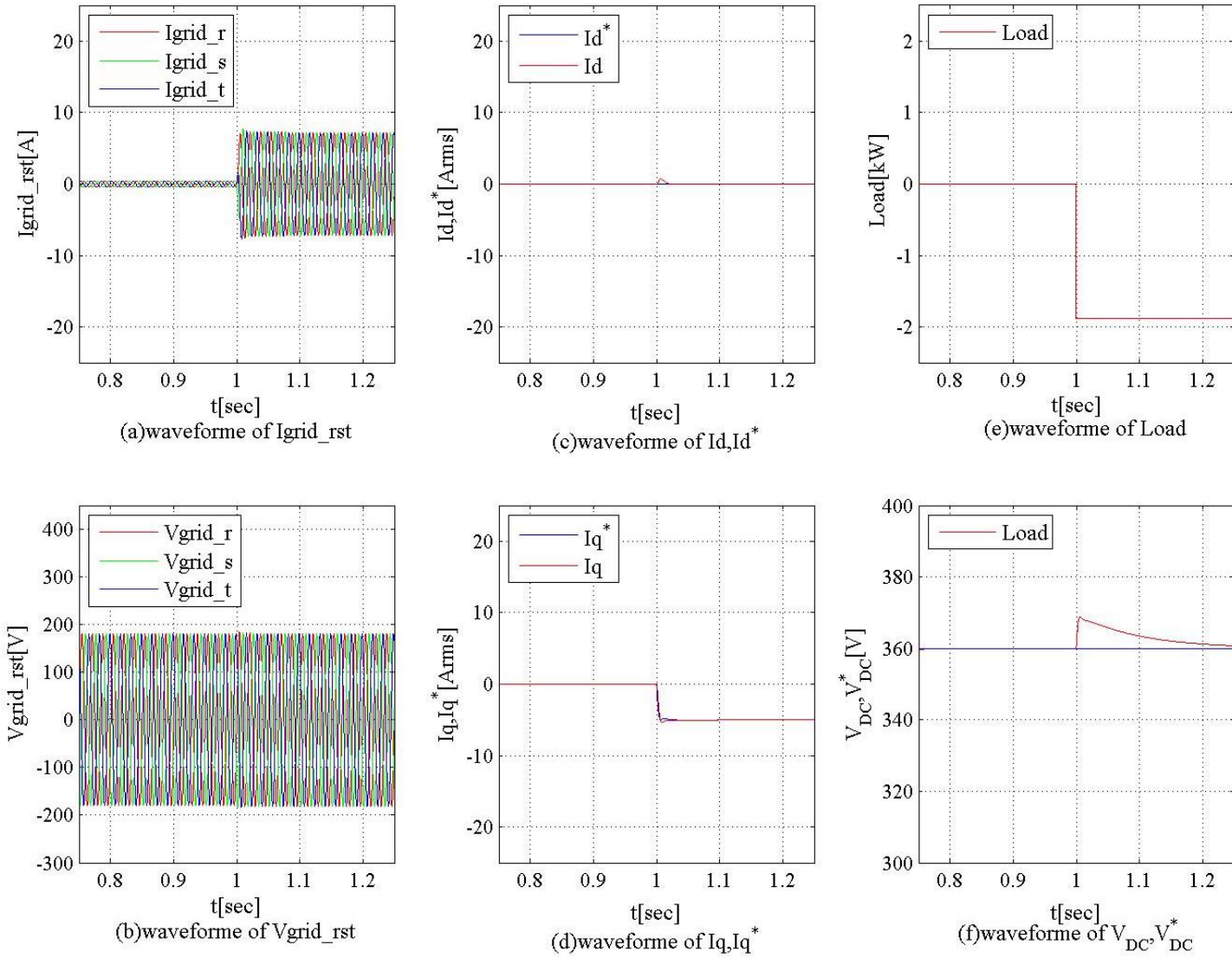


図 4-2-7.  $L_g=0.2$ [p.u.] , 振動抑制制御有効( $K_{damp}=0.8$ )

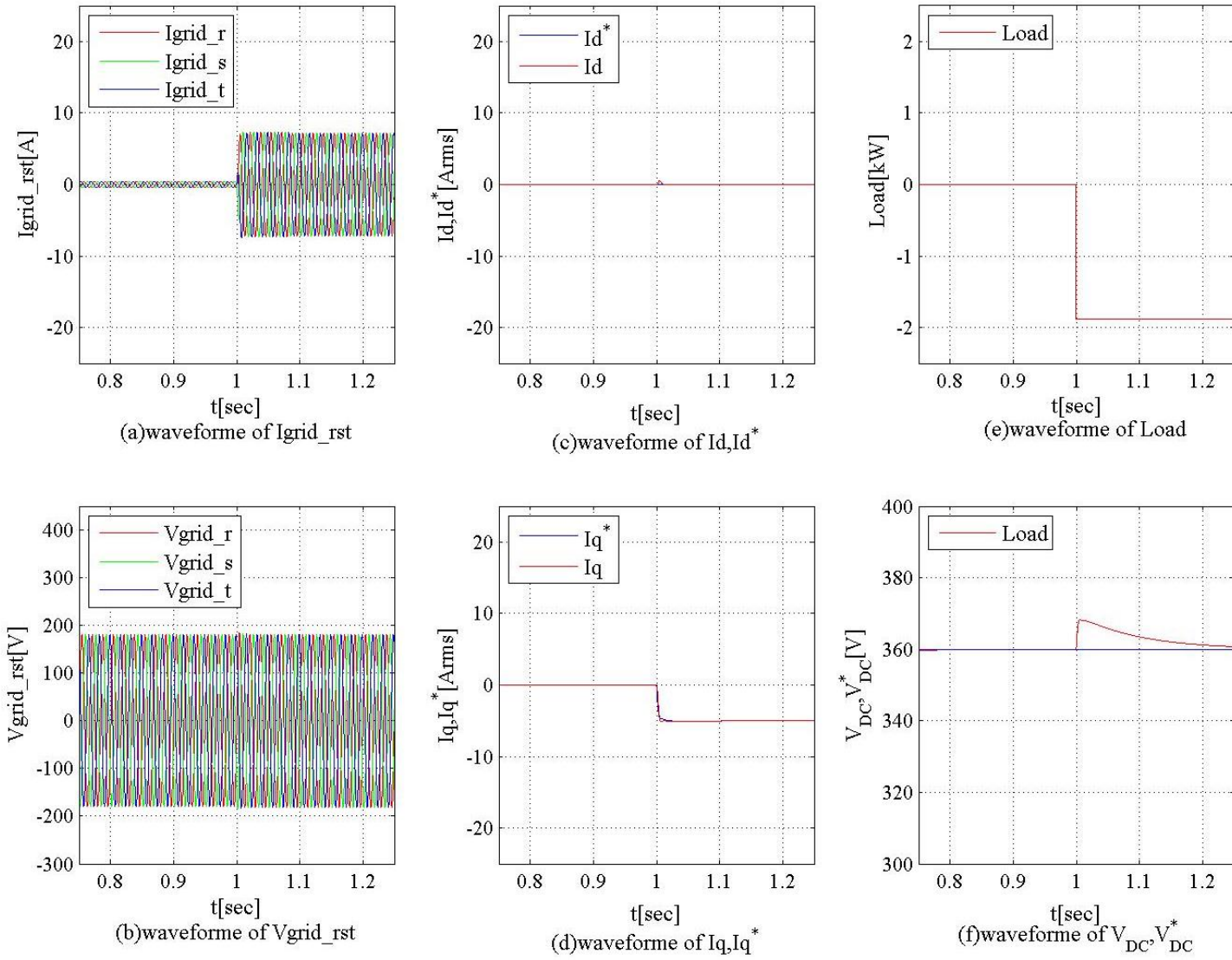


図 4-2-8.  $L_g=0.2$ [p.u.] , 振動抑制制御有効( $K_{damp}=0.95$ )



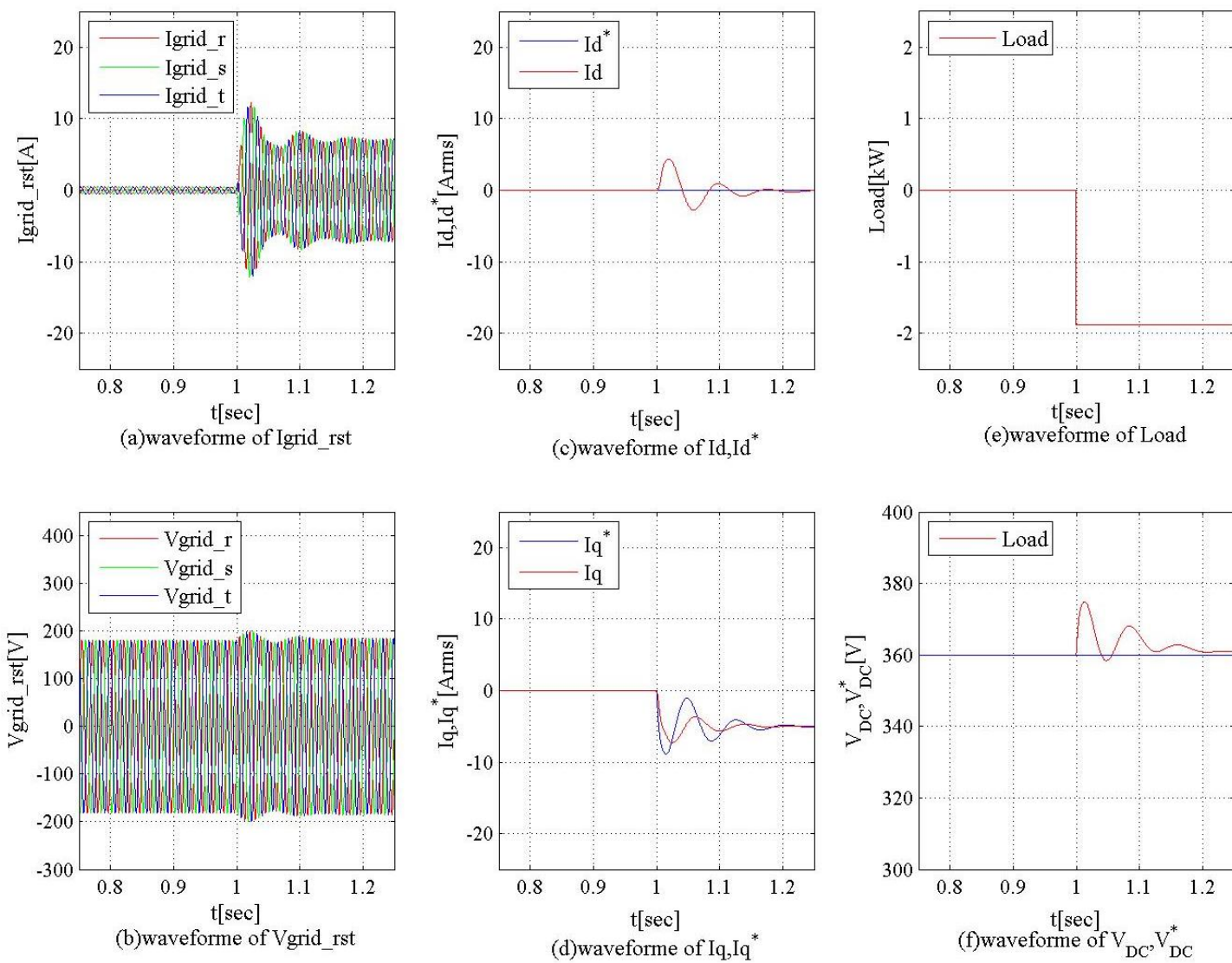


図 4-2-9.  $L_g=0.4$ [p.u.] , 振動抑制制御無効

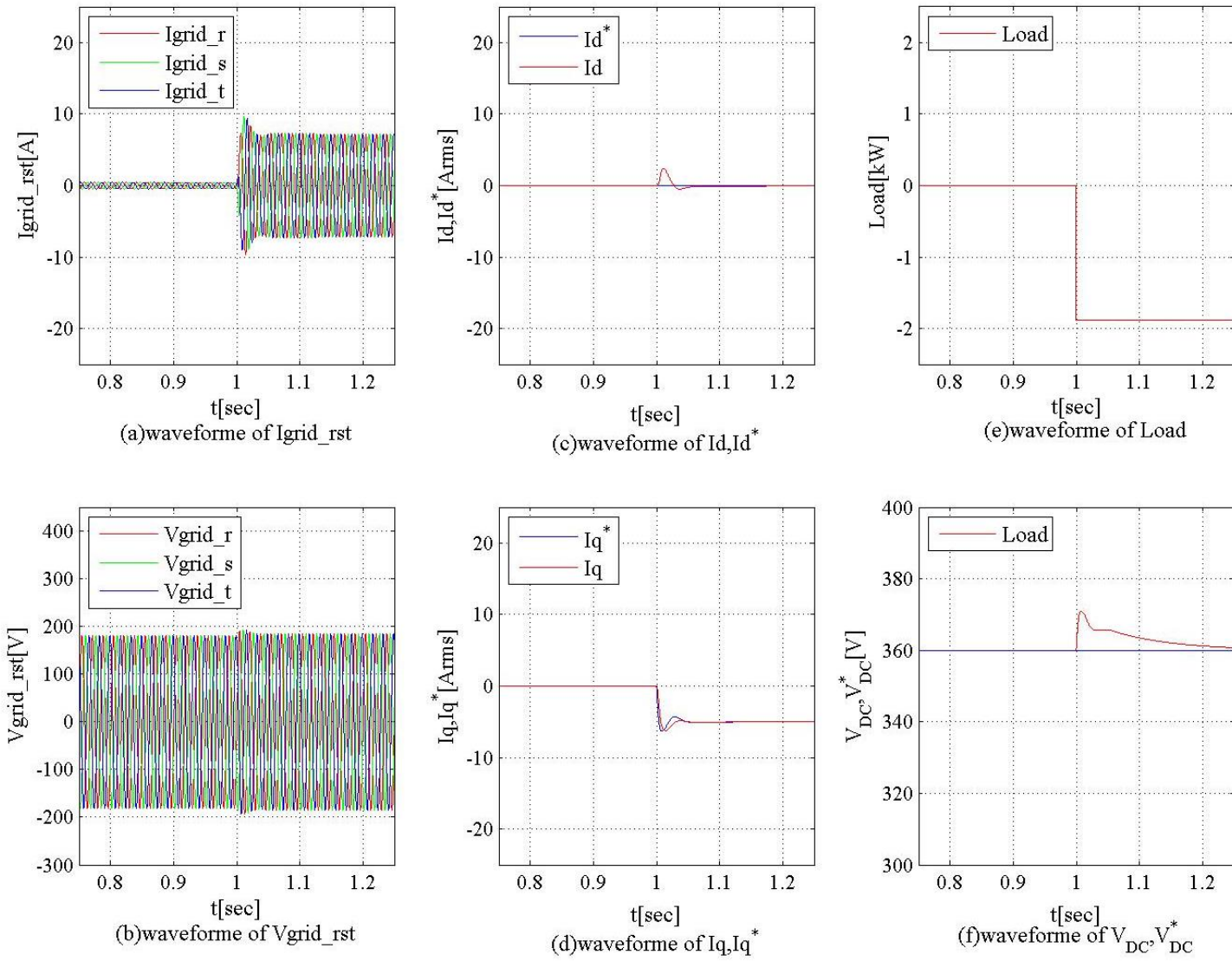


図 4-2-10.  $L_g=0.4$ [p.u.] , 振動抑制制御有効( $K_{damp}=0.6$ )

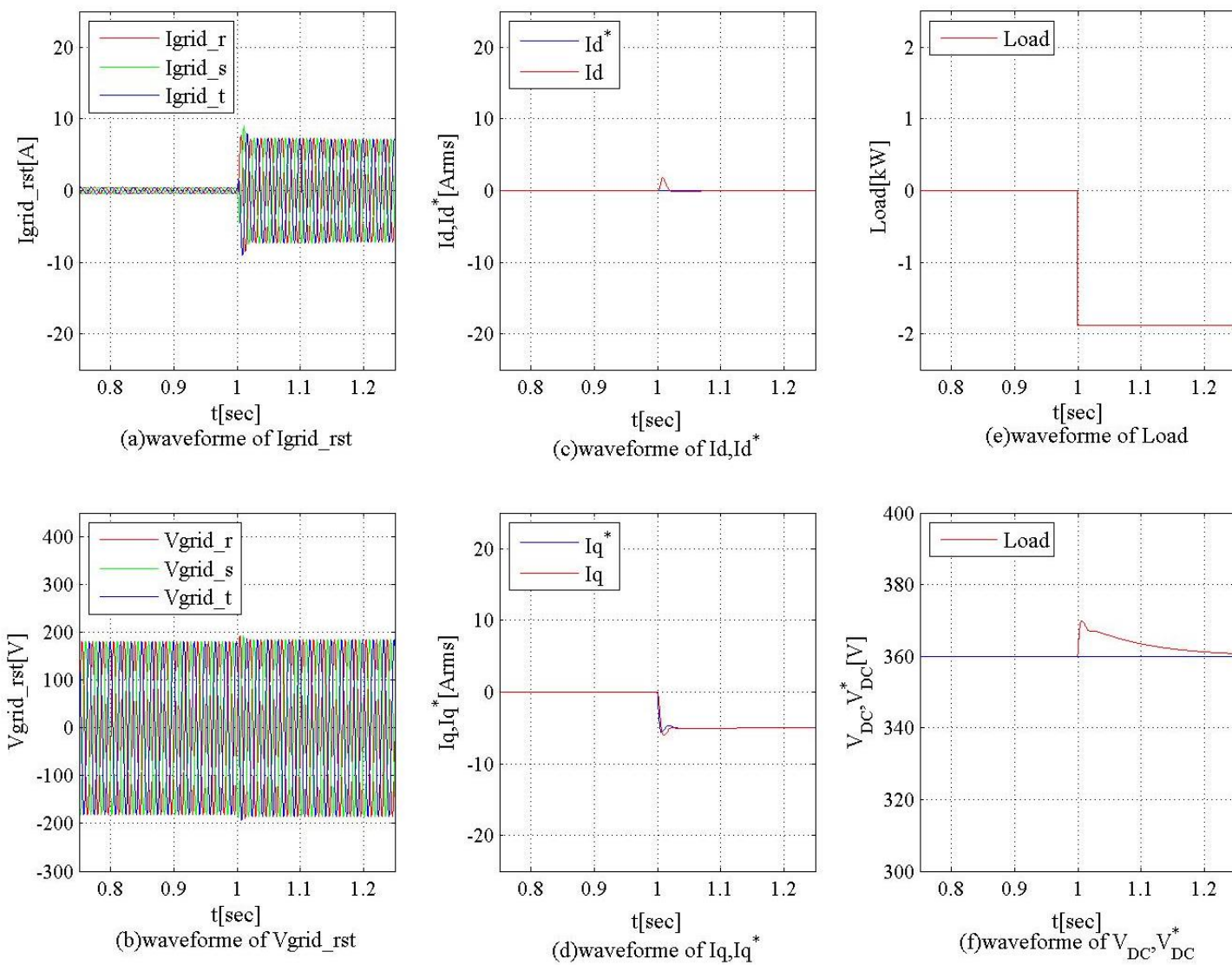


図 4-2-11.  $L_g=0.4$ [p.u.] , 振動抑制制御有効( $K_{damp}=0.8$ )

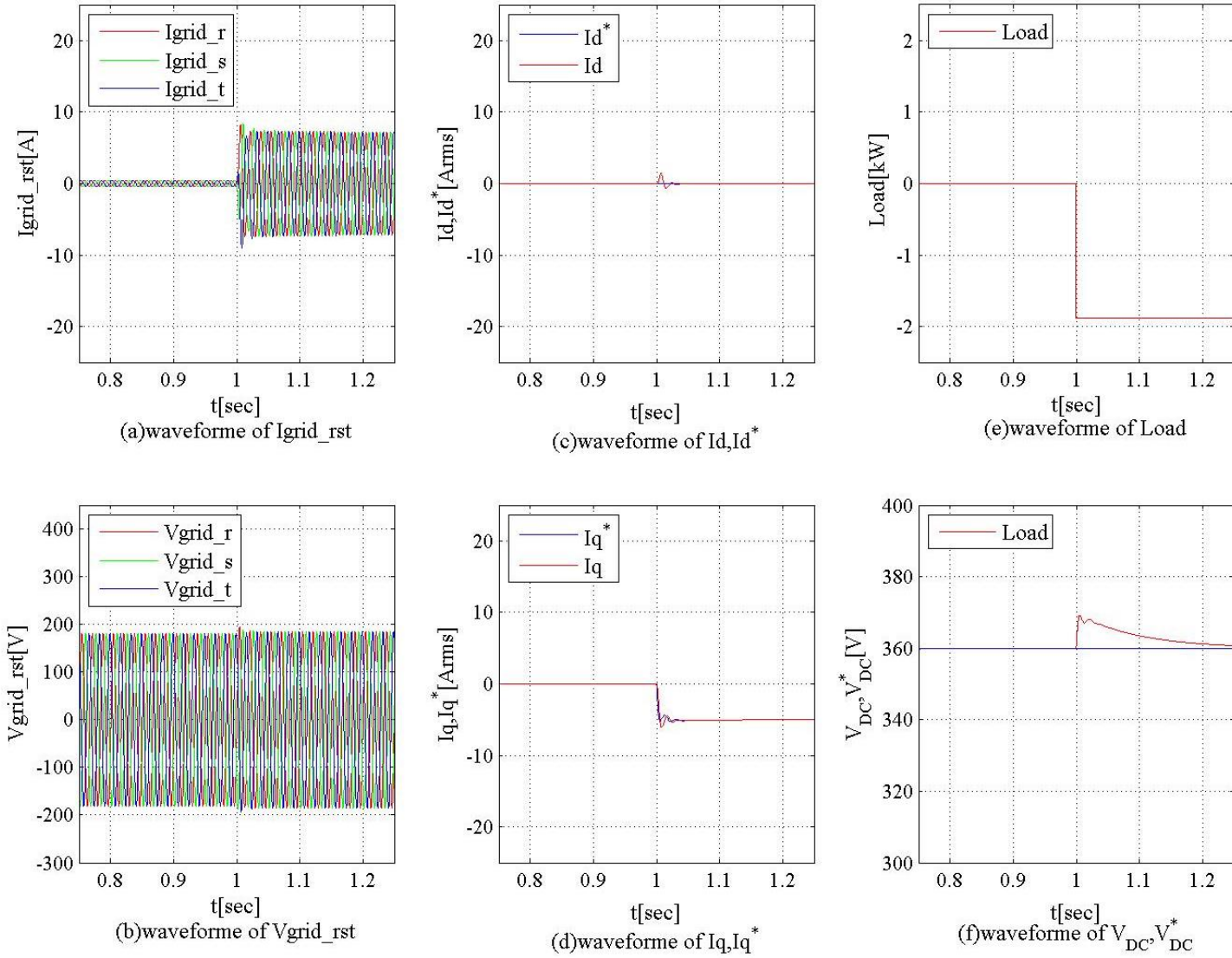


図 4-2-12.  $L_g=0.4$ [p.u.] , 振動抑制制御有効( $K_{damp}=0.95$ )



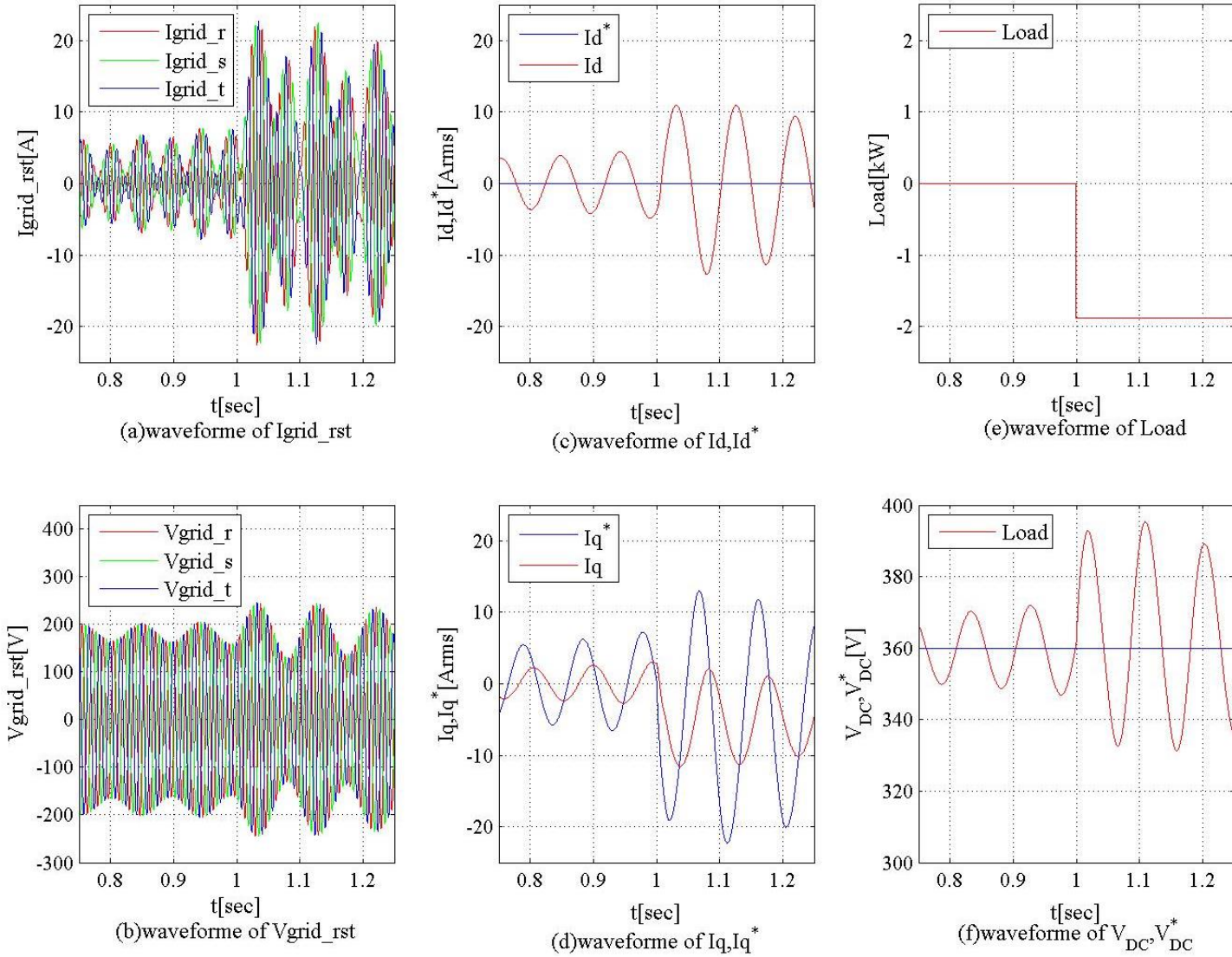


図 4-2-13.  $L_g=0.6$ [p.u.] , 振動抑制制御無効

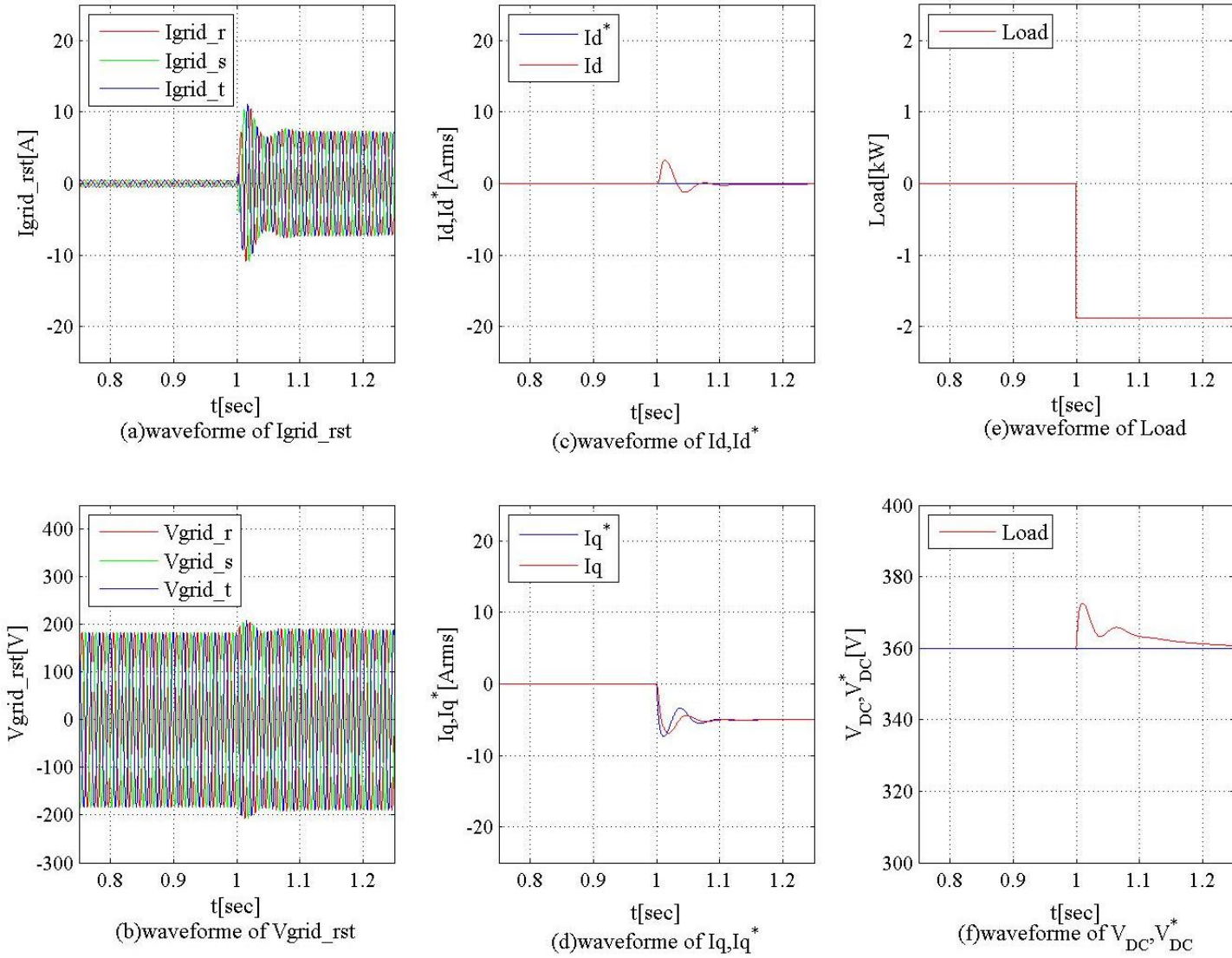


図 4-2-14.  $L_g=0.6$ [p.u.] , 振動抑制制御有効( $K_{damp}=0.6$ )

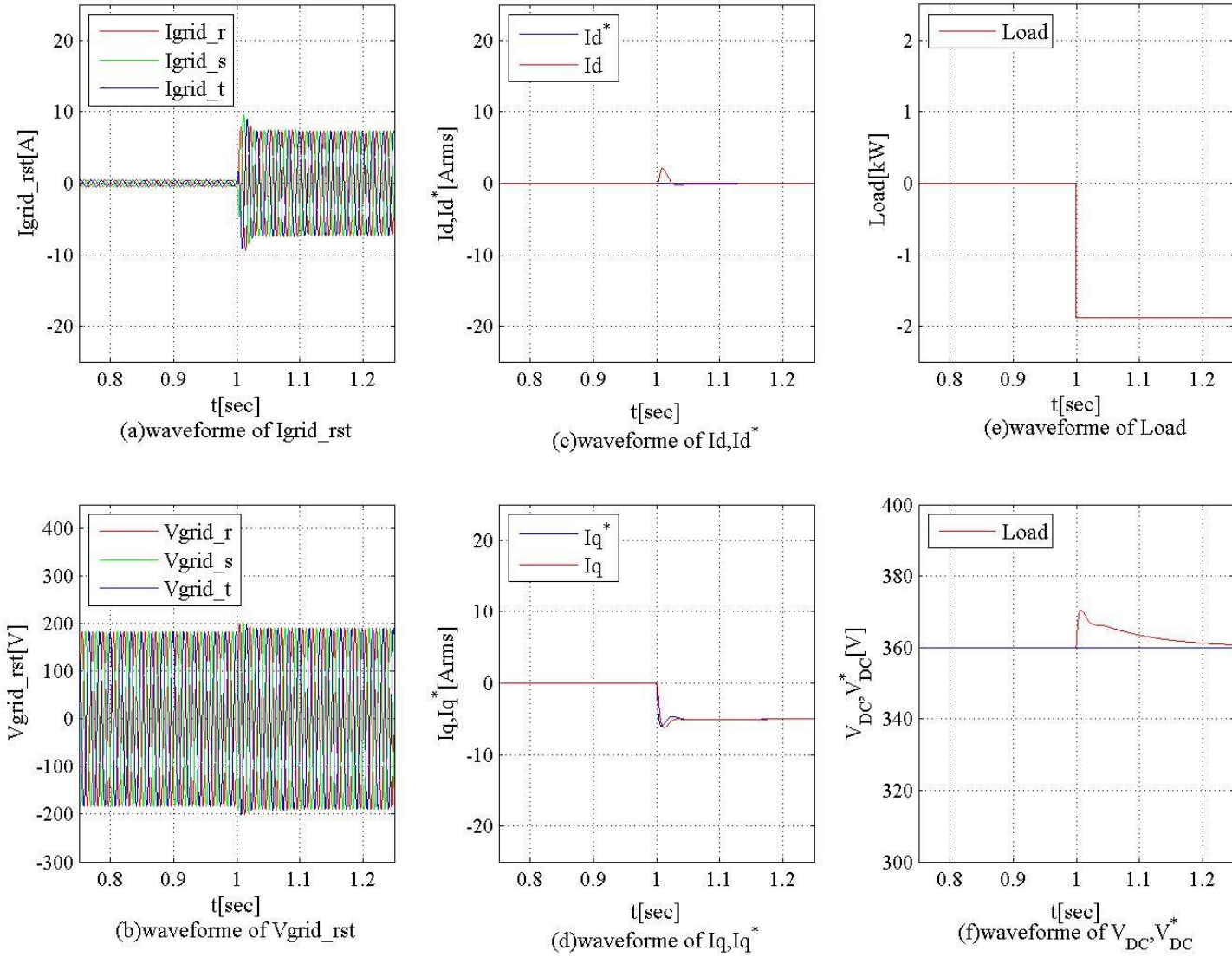


図 4-2-15.  $L_g=0.6[p.u.]$  , 振動抑制制御有効( $K_{damp}=0.8$ )

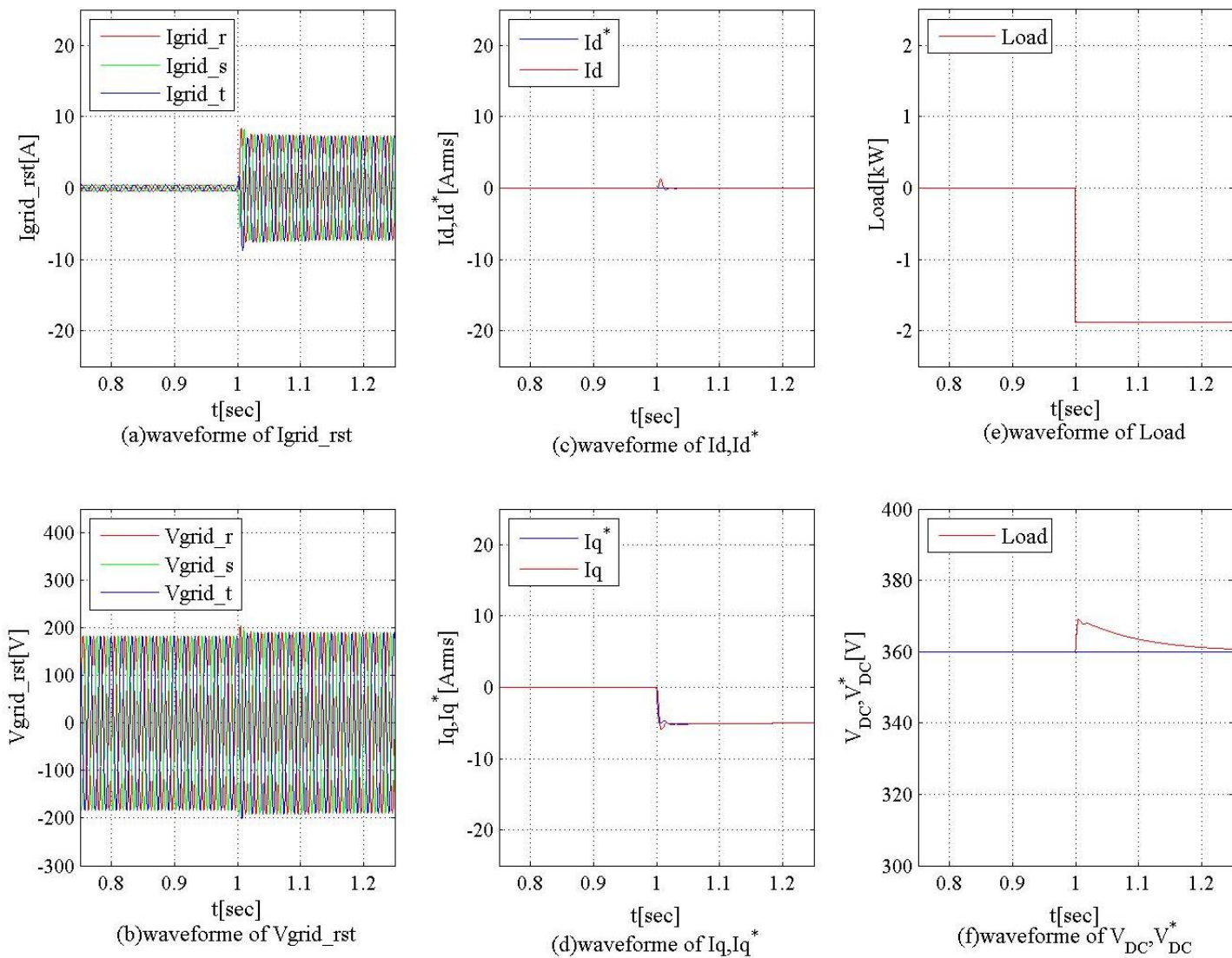


図 4-2-16.  $L_g=0.6$ [p.u.] , 振動抑制制御有効( $K_{damp}=0.95$ )

#### 4-2-3. 電源系統インダクタンス増加時の電源擾乱に関するシミュレーション結果の考察

電源擾乱に関するシミュレーション結果を観ると、電源系統インダクタンスが小さい場合 ( $L_g=0.03[\text{p.u.}]$ )には、振動抑制制御無効時(図 4-2-1)及び実施時(図 4-2-2～図 4-2-4)の両者共、状態変数( $I_{\text{grid\_rst}}$ ,  $V_{\text{grid\_rst}}$ ,  $I_d$ ,  $I_q$ ,  $V_{dc}$ )は全て安定していることが確認できる。

$L_g=0.2[\text{p.u.}]$ の場合、振動抑制制御無効のとき(図 4-2-5),  $I_d$ ,  $I_q$  の過渡応答に遅れやオーバーシュートが確認できるが、低周波で擾乱する現象は確認できない。同一の  $L_g$  で振動抑制制御を有効にした場合 (図 4-2-6～図 4-2-8)にて、 $I_d$ ,  $I_q$  の過渡応答が向上し指令への追従性及びオーバーシュートも改善される。また、 $I_d$ ,  $I_q$  の過渡応答は  $K_{\text{damp}}$  が 1.0 に近いほど向上する。

$L_g=0.4[\text{p.u.}]$ の場合、振動抑制制御が無効(図 4-2-9)のとき、負荷印加時点( $t \geq 1.0[\text{sec}]$ )で各状態変数に収束の遅い振動が確認できる。この時は、 $I_d$ ,  $I_q$  の振動だけでなく系統電圧も低周波で擾乱している。同一の  $L_g$  で振動抑制制御を有効にした場合 (図 4-2-10～図 4-2-12)は、それぞれの波形には低周波擾乱は生じていない。 $K_{\text{damp}}=0.6$  の時は  $I_d$ ,  $I_q$  にオーバーシュートが確認されるが、 $K_{\text{damp}}=0.8$ ,  $0.95$  の場合は  $L_g=0.03[\text{p.u.}]$ の場合と同程度の応答を確保できている。

$L_g=0.6[\text{p.u.}]$ の場合、振動抑制制御無効(図 4-2-13)のとき、無負荷時( $t > 1.0[\text{sec}]$ ), 負荷印加時点( $t \geq 1.0[\text{sec}]$ )の両者で各状態変数が持続的に低周波で擾乱しており、電源電圧擾乱の振幅は 100[V]程度であり、系統に与える影響は大きいことが予測される。同一の  $L_g$  で振動抑制制御を有効にした場合 (図 4-2-14～図 4-2-16)は、低周波の擾乱は発生しない。ただし、 $K_{\text{damp}}=0.6$  の時は振動抑制制御の補償が不足しており、各状態変数の過渡応答が振動気味であるが、 $K_{\text{damp}}=0.8$ ,  $0.95$  とすると各状態変数の過渡応答が向上し、振動も発生しない。

提案手法の詳細な性能を把握するために、 $I_q$  の整定時間及び立上時間を算出したものを表 4-2-2, 立上時間をグラフにまとめたものを図 4-2-18, 整定時間をグラフにまとめたものを図 4-2-19 に示す。なおここで用いた立上時間  $T_{\text{up}}$  及び整定時間  $T_{\text{stb}}$  の定義を図 4-2-17 に示す。

図 4-2-18 の立上時間を観ると  $L_g$  が大きいほど立上時間が長くなる。また提案する振動抑制制御器のゲイン  $K_{\text{damp}}$  が大きいほど立上時間は短くなり、 $L_g$  が大きい場合においても立上時間を短くすることが出来ており、応答性が改善されることを示している。

図 4-2-19 の整定時間を観ると  $K_{\text{damp}}=0$  の場合、 $L_g$  が大きいほど整定時間が長くなるが、 $K_{\text{damp}}$  を大きくすると  $K_{\text{damp}}=0$  の場合に比べて整定時間を短くすることができおり、制御系の安定性が改善されることを示している。

$L_g=0.03[\text{p.u.}]$ 時の振動抑制制御無効の場合、 $T_{\text{up}}=4.5[\text{ms}]$ ,  $T_{\text{stb}}=6.3[\text{ms}]$ となっており、振動抑制制御を行った場合においても、 $T_{\text{up}}=4.3 \sim 4.5[\text{ms}]$ ,  $T_{\text{stb}}=6.2 \sim 6.3[\text{ms}]$ でありほとんど応答時間に差異は見受けられない。

$L_g=0.2[\text{p.u.}]$  時の振動抑制制御無効の場合、 $T_{\text{up}}=5.2[\text{ms}]$ ,  $T_{\text{stb}}=31.5[\text{ms}]$ と  $L_g=0.03[\text{p.u.}]$ の場合と比べると、特に整定時間  $T_{\text{stb}}$  が遅くなっていることがわかる。振動抑制制御が有効である場合、 $K_{\text{damp}}=0.95$  とした場合、 $T_{\text{up}}=3.7[\text{ms}]$ ,  $T_{\text{stb}}=5.3[\text{ms}]$ となり、 $L_g=0.03[\text{p.u.}]$ の場合と比べて大きな違いはない。

$L_g=0.4[\text{p.u.}]$  時の振動抑制制御無効の場合、 $T_{\text{up}}=76.3[\text{ms}]$ ,  $T_{\text{stb}}=149.3[\text{ms}]$ と  $L_g=0.03[\text{p.u.}]$ の場



合と比べると遅延が大きいことがわかる。振動抑制制御が有効である場合、 $K_{damp}=0.95$  とした場合、 $T_{up}=3.5[\text{ms}]$ 、 $T_{stb}=10.7[\text{ms}]$ となり、 $L_g=0.03[\text{p.u.}]$ の場合と比べると立上時間  $T_{up}$  はほぼ同等で、整定時間  $T_{stb}$  は  $4.5[\text{ms}]$ 程度の違いであり、ほとんど差異はないといえる。

$L_g=0.6[\text{p.u.}]$  時の振動抑制制御無効の場合、 $I_q$  は継続的に擾乱し  $T_{up}$ 、 $T_{stb}$  は測定不可能である。振動抑制制御が有効である場合は、 $K_{damp}=0.6\sim 0.95$  のシミュレーション結果では擾乱が抑制され、特に  $K_{damp}=0.95$  とした場合、 $T_{up}=3.3[\text{ms}]$ 、 $T_{stb}=13.0[\text{ms}]$ となり、 $L_g=0.03[\text{p.u.}]$ の場合と比べると立上時間  $T_{up}$  はほぼ同等で、整定時間  $T_{stb}$  は  $6.8[\text{ms}]$ 程度の違いであり、ほとんど差異はないといえる。

以上の結果より、提案する振動抑制制御を適用すると、電源系統インダクタンスが変化した時の制御系の安定性を確保することが可能で、さらに電源系統インダクタンスが大きくなった時に遅延する電流制御の過渡応答の補償も可能であることがいえる。

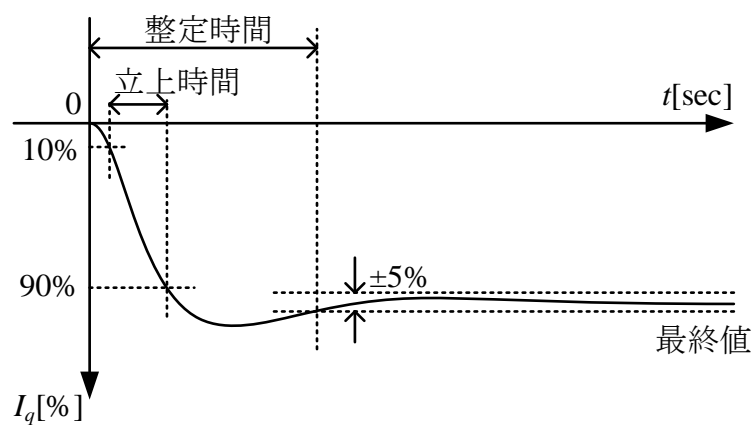


図 4-2-17. 立上時間と整定時間

表 4-2-2.  $I_q$  応答の立上時間と整定時間

$K_{damp} \backslash L_g[\text{p.u.}]$	0.03		0.2		0.4		0.6	
	$T_{up}[\text{ms}]$	$T_{stb}[\text{ms}]$	$T_{up}[\text{ms}]$	$T_{stb}[\text{ms}]$	$T_{up}[\text{ms}]$	$T_{stb}[\text{ms}]$	$T_{up}[\text{ms}]$	$T_{stb}[\text{ms}]$
0	4.5	6.3	5.2	31.5	76.3	149.3	-※	-※
0.6	4.5	6.2	4.3	19.3	4.5	28.3	50.8	59.0
0.8	4.3	6.2	4.0	12.8	4.0	19.8	4.2	25.2
0.95	4.3	6.2	3.7	5.3	3.5	10.7	3.3	13.0

※計測不可

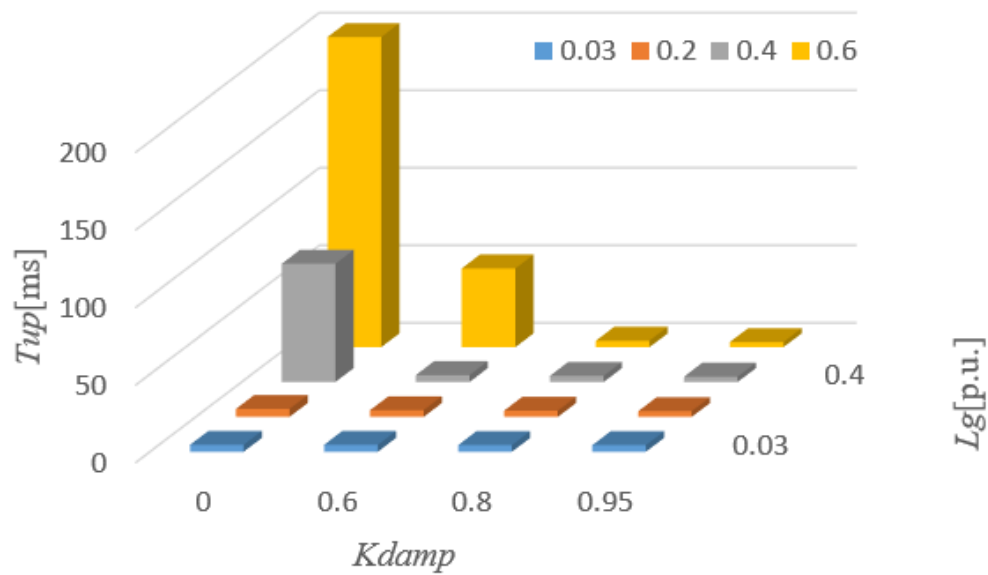


図 4-2-18. 立上時間

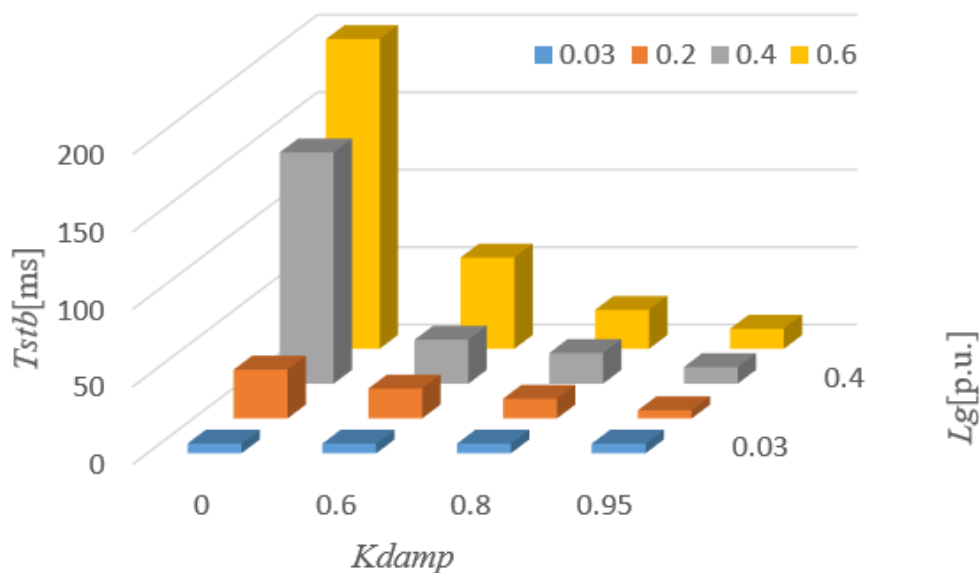


図 4-2-19. 整定時間

### 4-3. 結言

本章では、提案手法の LCL-Filter の高周波共振及び、電源系統インダクタンスの変化に関する制御安定性を確認するためのシミュレーションを実施した。

3-1 節ではシミュレーションの結果より、提案手法の LCL-Filter の高周波共振の抑制に関する有効性を示すことが出来た。3-2 節では電源系統インダクタンスの変化に対する制御系のロバスト性を示すことが出来た。

またシミュレーションの結果より、LCL-Filter の高調波共振抑制及び電源系統インダクタンス増加時の安定性の両者を満足する制御系とするためには、提案手法の感度関数の時定数  $T_{damp}$  を LCL-Filter の共振角周波数の逆数近傍の値である  $1/(2\pi \cdot 2000) \sim 1/(2\pi \cdot 3000)$  [sec] に設定すればよく、感度関数のゲインである  $K_{damp}$  は 0.6～1.0 の範囲で設定すればよいことが確認できた。

## 5 章. 実機検証

本章では、3 章で述べた提案手法について実機検証を行うことで、提案手法の有効性を証明する。まず 5-1 節では提案手法の LCL-Filter の高調波共振に対する抑制効果を示し、5-2 節では提案手法の電源系統インダクタンス増加時の電源擾乱に対する抑制効果を示し、5-3 節は本章の結びとする。

### 5-1. LCL-Filter の高周波共振の抑制

本節では LCL-Filter の高調波共振に対する提案手法の有効性を示す実機検証をする。

#### 5-1-1. 条件

実機検証に用いるシステムの構成図を図 5-1-1 に示す。

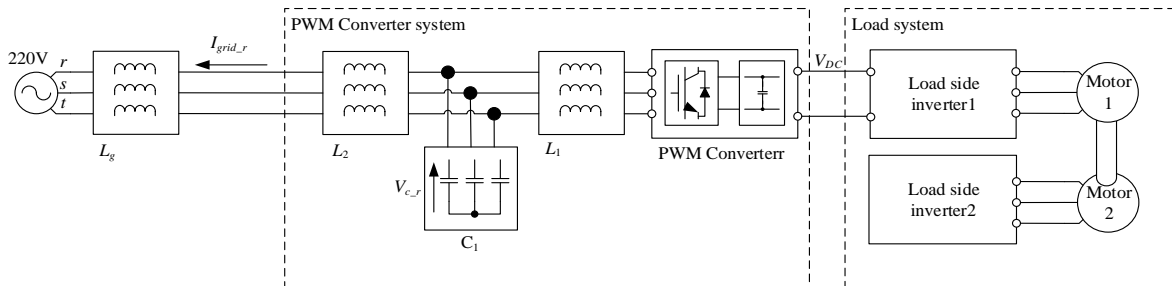


図 5-1-1. 検証装置(LCL-Filter 共振抑制確認用)

検証装置は、被評価対象である LCL-Filter と PWM コンバータからなる PWM コンバータ装置と、インバータとモータで構成される負荷印加装置で構成される。LCL-Filter は電源系統インダクタンスを模擬する  $L_g$  を介して系統に接続される。 $L_g$  の値は通常電源のインダクタンスを想定した値を選定している。PWM コンバータの直流母線出力はモータ制御装置である負荷側インバータ 1 の直流母線入力に接続され、このインバータが Motor1 を駆動させる。Motor1 に対向して Motor2 が機械的に接続され、Motor2 は負荷側インバータ 2 で駆動される。Motor1 と Motor2 に入力されるトルク差が負荷となり、負荷側インバータ 1 で電力変換され PWM コンバータに負荷が加えられる。

実機検証に用いる回路パラメータなどの数値を表 5-1-1 に示す。

実機検証では、振動抑制制御の時定数を  $T_{damp}=1/(2\pi f_{damp})$  とし、 $f_{damp}$  を 500, 1000, 2000, 3000Hz の 4 通りで実施した。また、ゲイン  $K_{damp}$  は 0, 0.6, 0.8, 0.9 の 4 通りで検証した。

なお実機検証では高調波共振が顕著に現れる様に ACR ゲインを大きく設定し、電流ループのカットオフ角周波数を 4000[rad/sec] に設定している。電流ループのカットオフ各周波数をおおきく設定すると出力電圧指令に高調波が含有しやすくなり、その高調波電圧が LCL-Filter と干渉し共振が起こる。

また、今回の検証器の共振周波数は電源系統インダクタンス  $L_g=0.87[\text{mH}]$  であることを加味して計算すると、約 2.0[kHz] となる。



表 5-1-1. 実機検証システムのパラメータ

名称			記号	値	単位
系統パラメータ	電源	電源電圧	$V_s$	220	[V]
	系統模擬リアクトル	インダクタンス	$L_g$	0.87	[mH]
		寄生抵抗	$\Delta R_g$	51	[mΩ]
被試験機側 LCL フィルタ	リアクトル 1	インダクタンス	$L_1$	1.27	[mH]
		寄生抵抗	$R_1$	54	[mΩ]
	リアクトル 2	インダクタンス	$L_2$	0.47	[mH]
		寄生抵抗	$r_{2g}^1$	20	[mΩ]
	コンデンサ	静電容量	$C_1$	9.0	[μF]
被試験機	ユニット	形式	-	CIMR-DA2A0010	-
		定格電圧	-	200	[V]
		定格容量	-	10	[kW]
		定格電流	-	29	[A]
		PWM キャリア周波数		6.0	[kHz]
負荷装置	負荷側インバータ 1	形式	-	CIMR-AA2A0021FAA	-
		定格電圧	-	200V	[V]
		定格容量	-	5.5	[kW]
		定格電流	-	21	[A]
	モータ 1	形式	-	FEK-TKM	-
		定格電圧	-	180	[V]
		定格容量	-	2.2	[kW]
		定格電流	-	9.7	[A]
		極数		4	-
		定格速度		1750	min <sup>-1</sup>
	負荷側インバータ 2	形式	-	CIMR-F7A22P2	-
		定格電圧	-	200	[V]
		定格容量	-	3.7	[kW]
		定格電流	-	11.5	[A]
	モータ 2	形式	-	UAASKA-06F7300E	-
		定格電圧	-	400	[V]
		定格容量	-	3.7	[kW]
		定格電流	-	12	[A]
		極数		4	-
		定格速度		1500	min <sup>-1</sup>

### 5-1-2. 実機検証の結果

表 5-1-2 に実機検証結果の一覧を示す。

表 5-1-2. 実機検証結果の一覧

$f_{damp}$ $K_{damp}$	500[Hz]	1000[Hz]	2000[Hz]	3000[Hz]
0	図 5-1-2			
0.6	図 5-1-3	図 5-1-4	図 5-1-5	図 5-1-6
0.8	図 5-1-7	図 5-1-8	図 5-1-9	図 5-1-10
0.9	図 5-1-11	図 5-1-12	図 5-1-13	図 5-1-14

実機検証結果を図 5-1-2～図 5-1-14 に示す。それぞれの波形の(a)は LCL-Filter の  $r$  相電圧  $V_{c_r}$  の波形, (b)は  $r$  相の系統電流  $I_{grid_r}$  の波形, (c)は  $V_{c_r}$  のパワースペクトル, (d)は  $I_{grid_r}$  のパワースペクトルである。

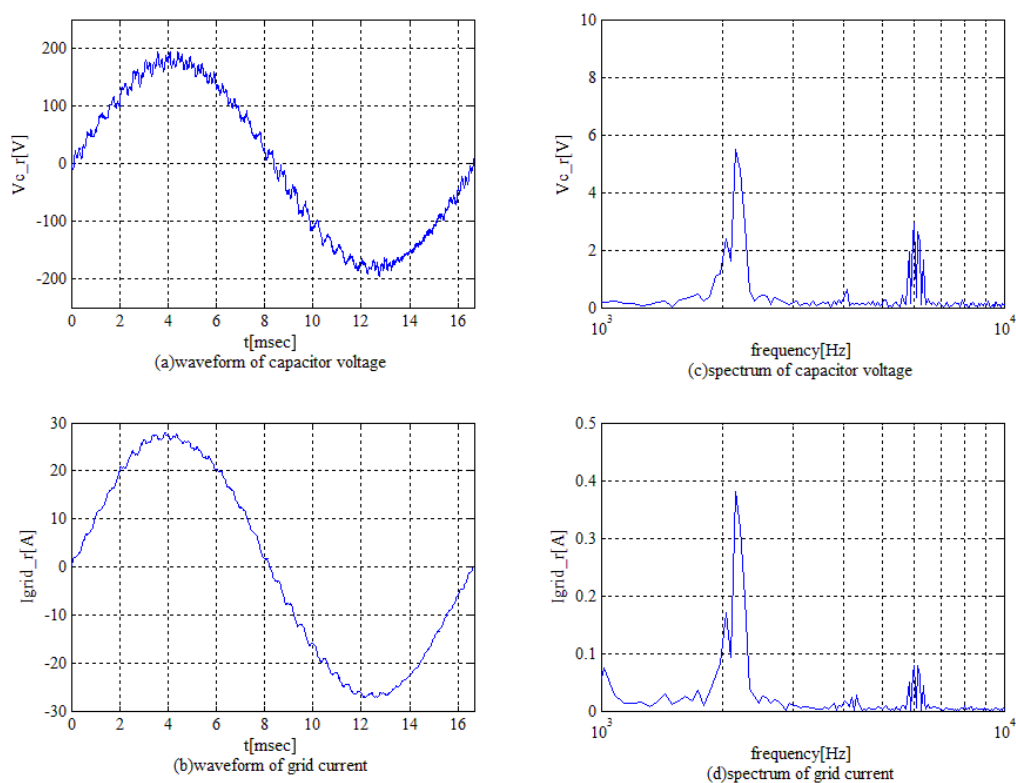


図 5-1-2. 振動抑制制御無効( $K_{damp}=0.0$ )時の波形とスペクトル

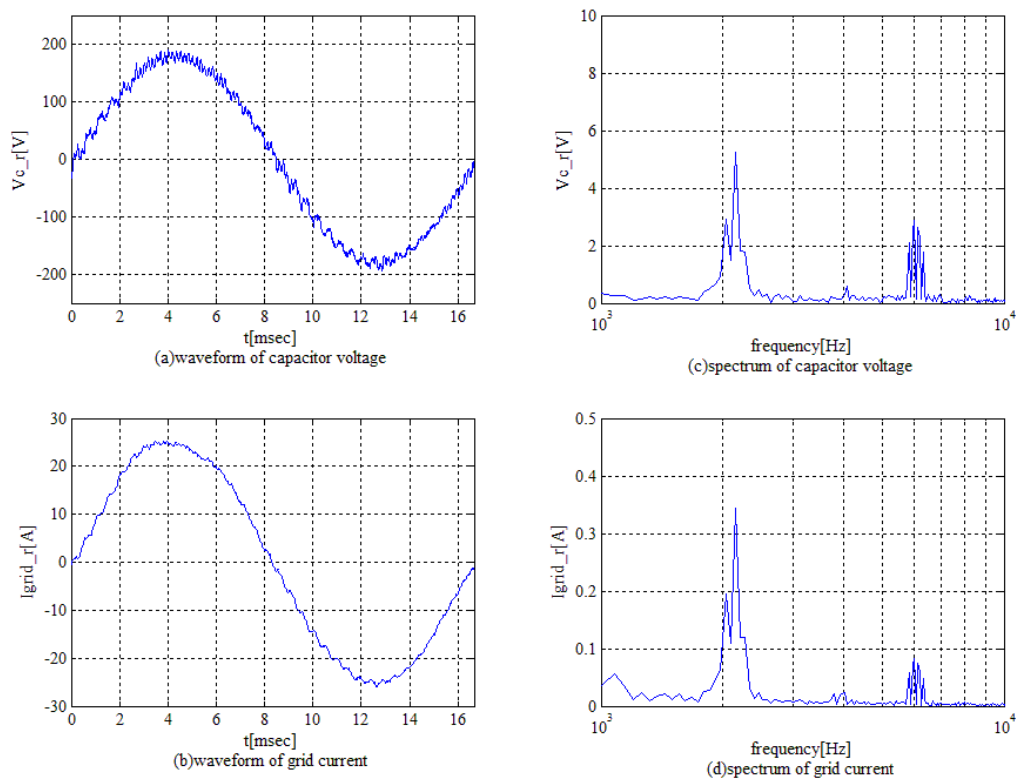


図 5-1-3. 振動抑制制御有効( $K_{damp}=0.6$ ,  $f_{damp}=500$ [Hz])時の波形とスペクトル

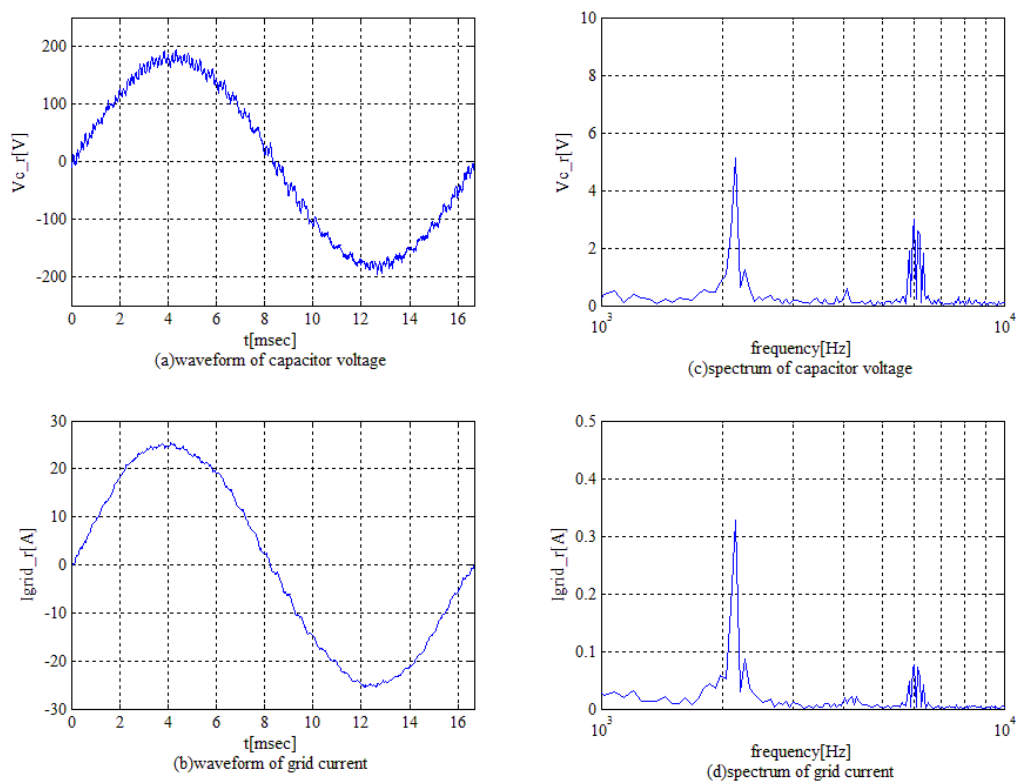


図 5-1-4. 振動抑制制御有効( $K_{damp}=0.6$ ,  $f_{damp}=1000$ [Hz])時の波形とスペクトル

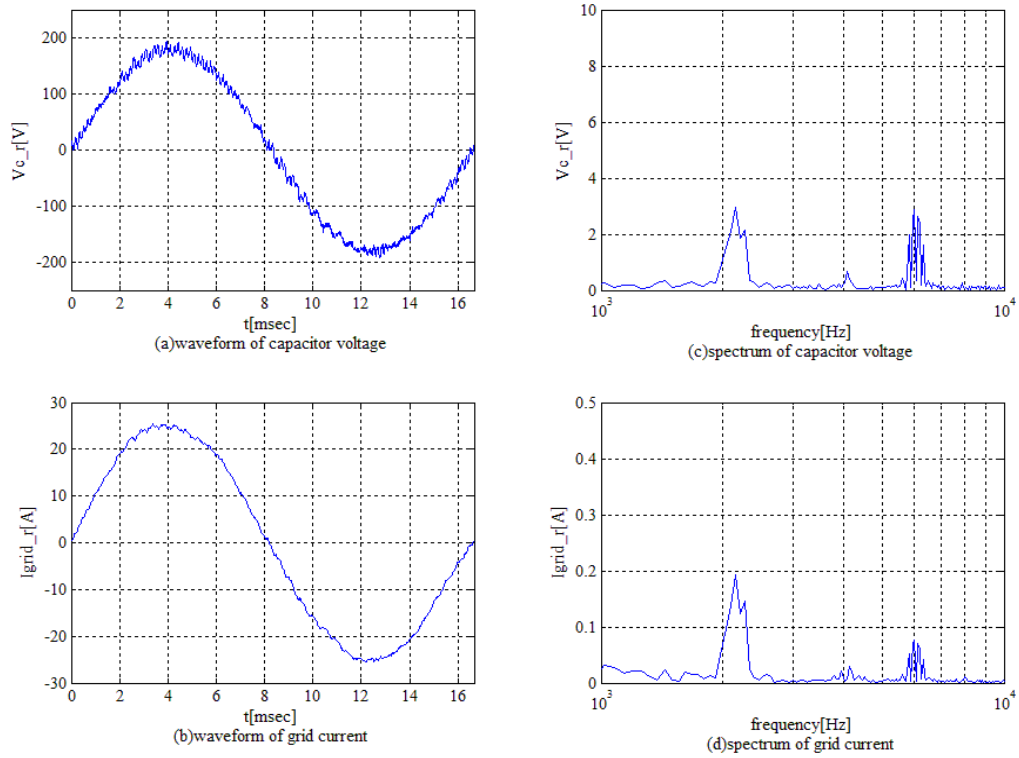


図 5-1-5. 振動抑制制御有効( $K_{damp}=0.6$ ,  $f_{damp}=2000$ [Hz])時の波形とスペクトル

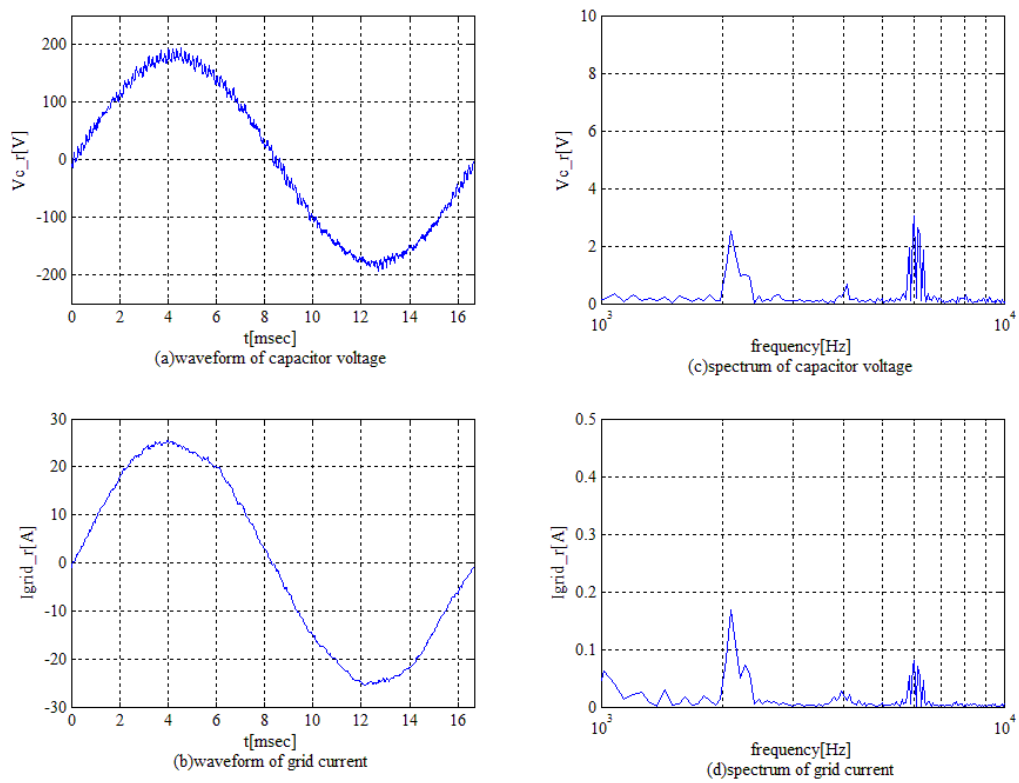


図 5-1-6. 振動抑制制御有効( $K_{damp}=0.6$ ,  $f_{damp}=3000$ [Hz])時の波形とスペクトル

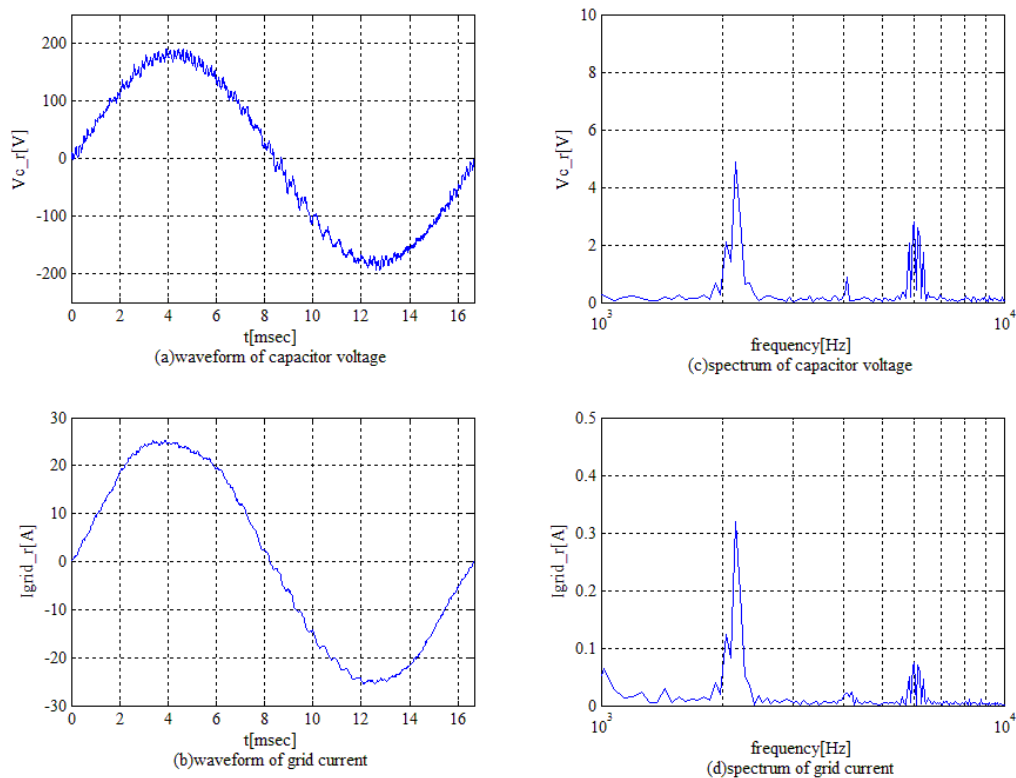


図 5-1-7. 振動抑制制御有効( $K_{damp}=0.8$ ,  $f_{damp}=500$ [Hz])時の波形とスペクトル

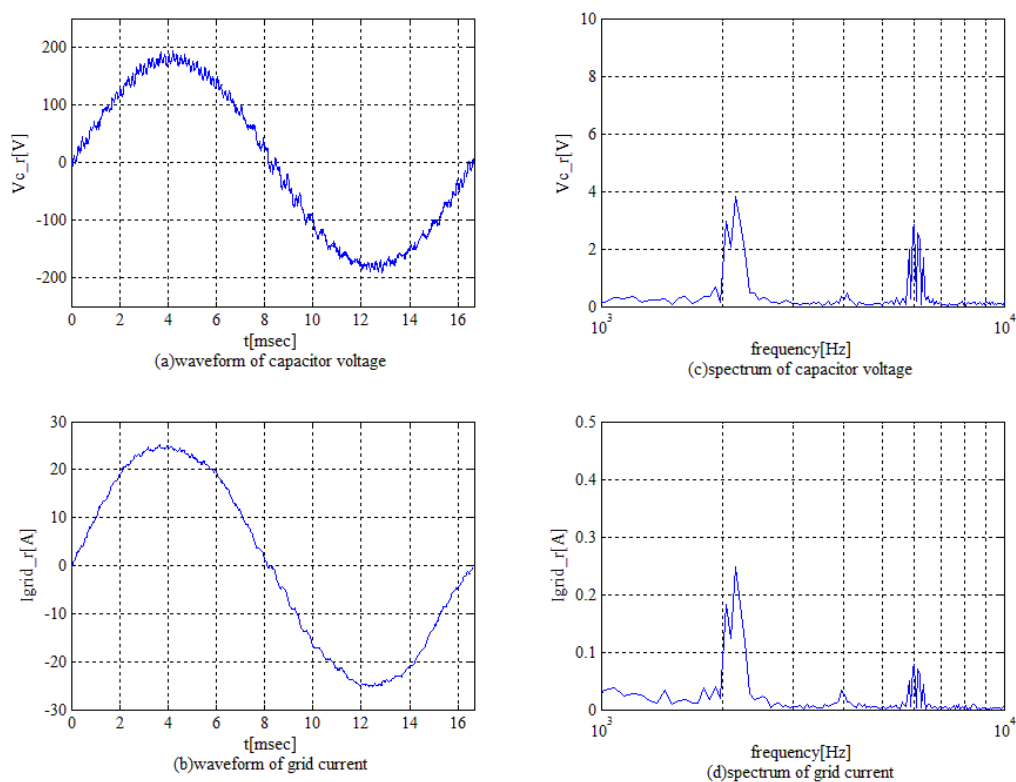


図 5-1-8. 振動抑制制御有効( $K_{damp}=0.8$ ,  $f_{damp}=1000$ [Hz])時の波形とスペクトル

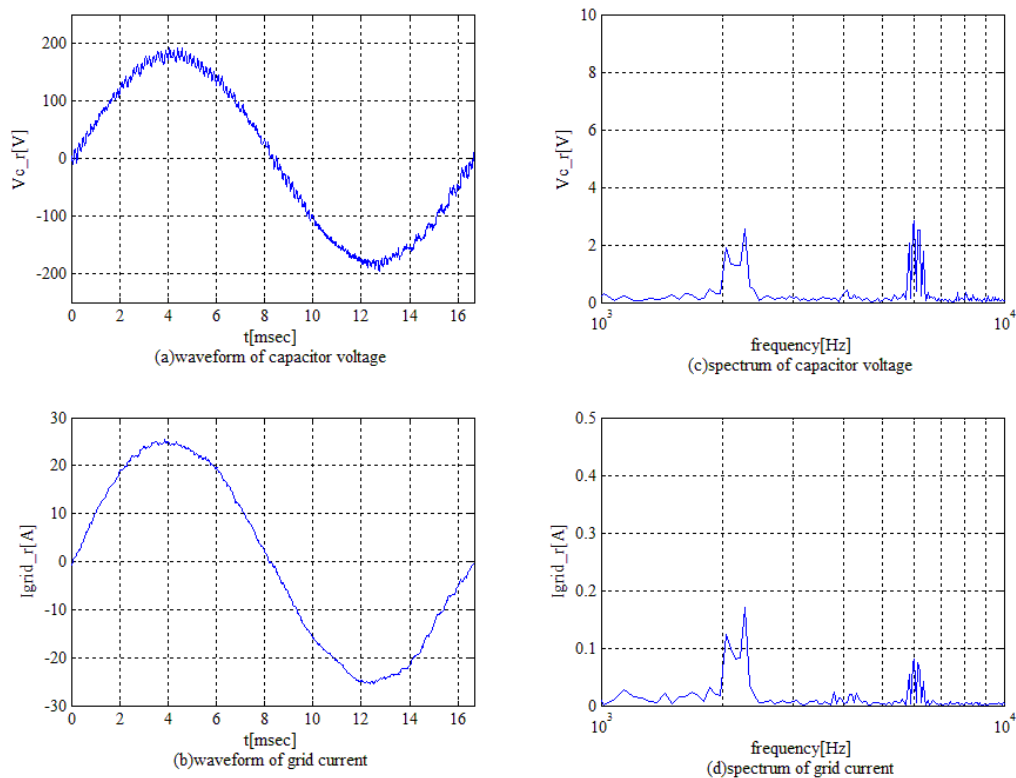


図 5-1-9. 振動抑制制御有効( $K_{damp}=0.8$ ,  $f_{damp}=2000$ [Hz])時の波形とスペクトル

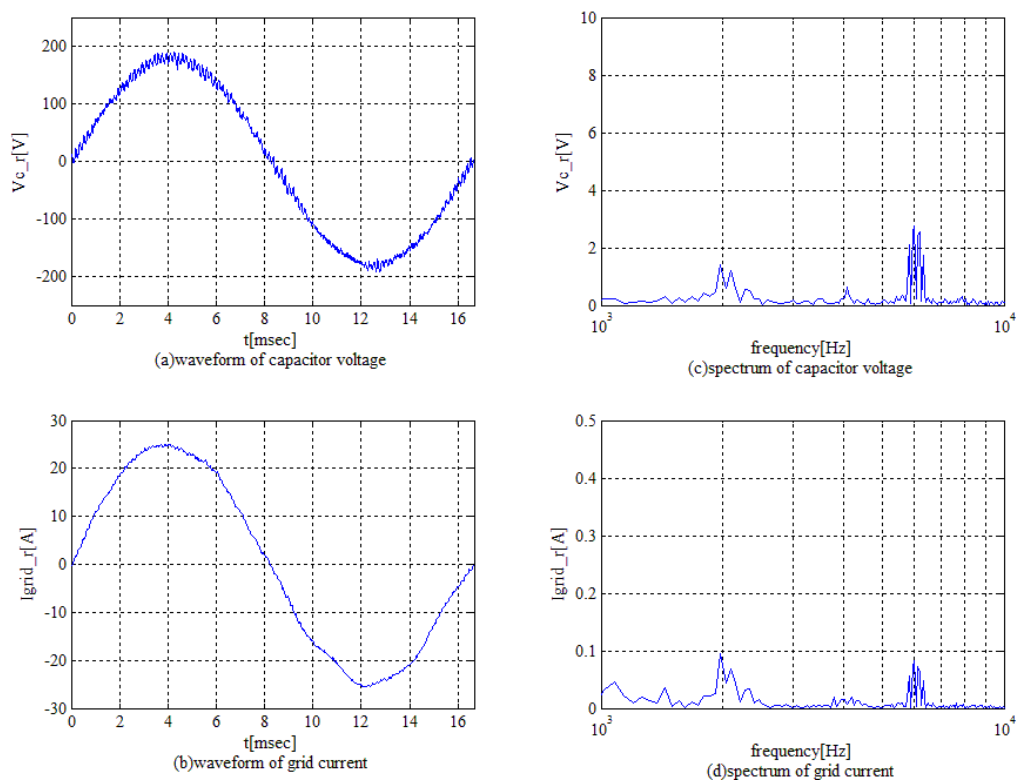


図 5-1-10. 振動抑制制御有効( $K_{damp}=0.8$ ,  $f_{damp}=3000$ [Hz])時の波形とスペクトル

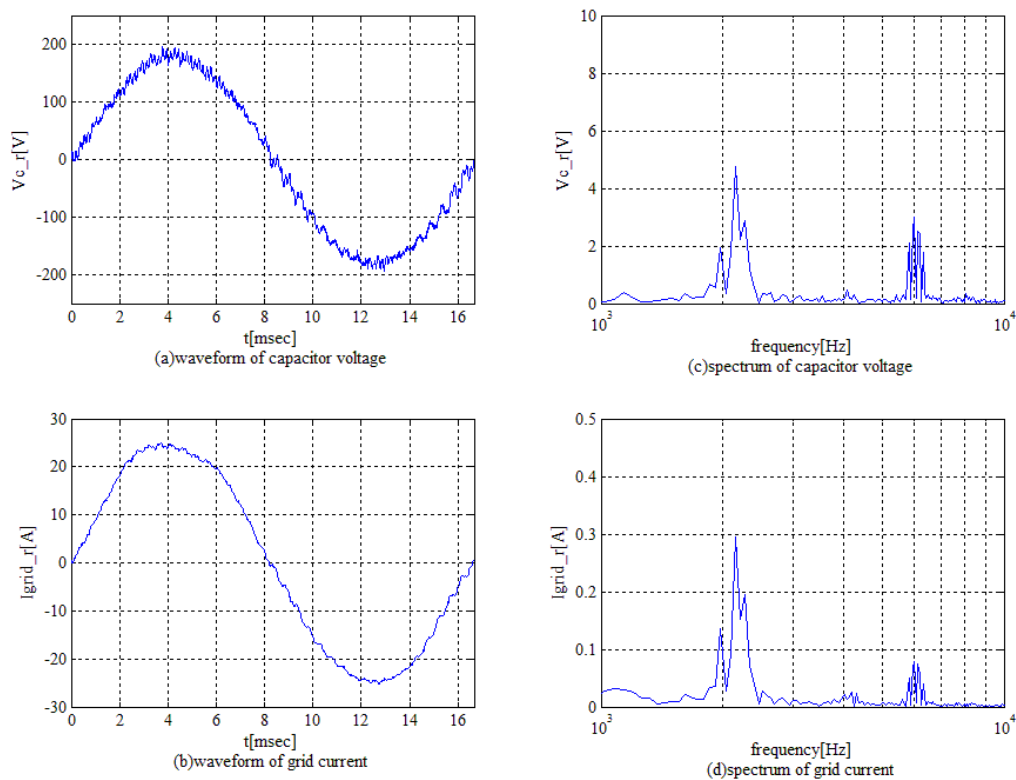


図 5-1-11. 振動抑制制御有効( $K_{damp}=0.9$ ,  $f_{damp}=500$ [Hz])時の波形とスペクトル

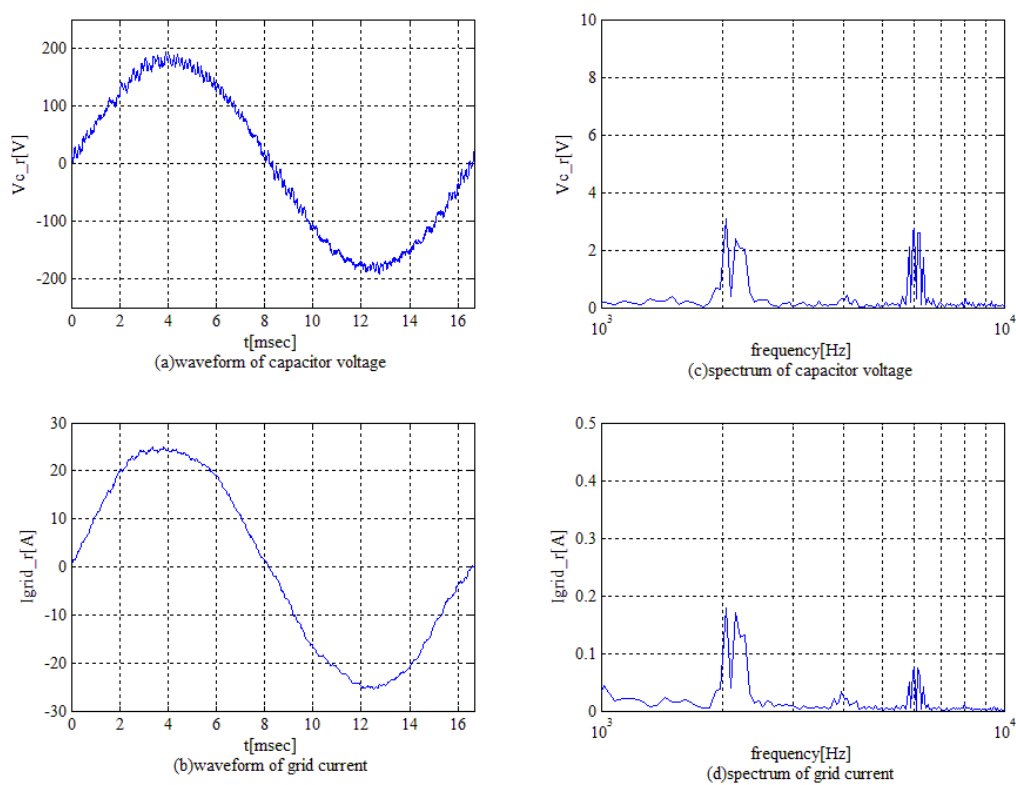


図 5-1-12. 振動抑制制御有効( $K_{damp}=0.9$ ,  $f_{damp}=1000$ [Hz])時の波形とスペクトル

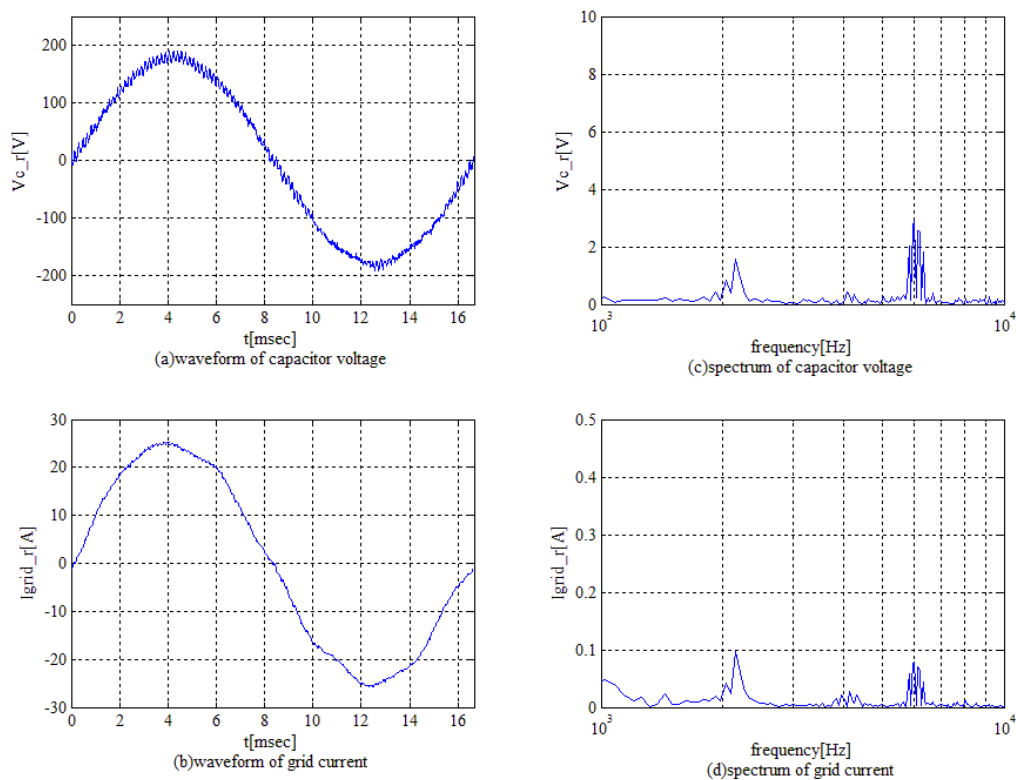


図 5-1-13. 振動抑制制御有効( $K_{damp}=0.9$ ,  $f_{damp}=2000[Hz]$ )時の波形とスペクトル

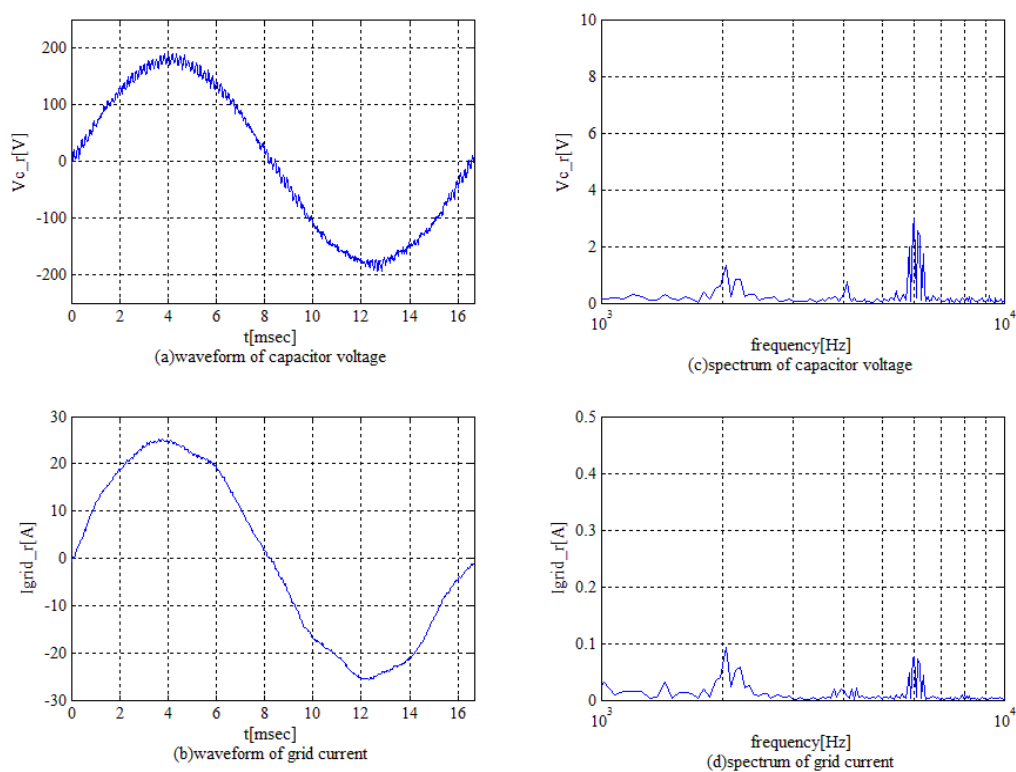


図 5-1-14. 振動抑制制御有効( $K_{damp}=0.9$ ,  $f_{damp}=3000[Hz]$ )時の波形とスペクトル



### 5-1-3. 実機検証結果の考察

LCL-Filter の高調波共振の抑制に関する実機検証の考察を行う。

図 5-1-2 は振動抑制制御が無効としている場合の系統の電圧及び電流の波形とそれらのパワースペクトルである。図 5-1-2 (a) $V_{c,r}$ , 及び(b) $I_{grid,r}$ の波形において高調波の信号が電源周波数に対して重畳されていることがわかる。図 5-1-2 のパワースペクトル(c), (d)を観ると 6[kHz]と約 2[kHz]の帯域に強いスペクトルが確認できる。6[kHz]のスペクトルは PWM のキャリア成分に起因するものである。2[kHz]のスペクトルは LCL-Filter の共振特性によるものであり、共振現象が発生していることが示されている。

図 5-1-3～図 5-1-14 は提案する振動抑制制御を有効にしている場合の実機検証結果である。振動抑制制御が無効(図 5-1-2)の場合の波形と見比べると高調波の共振成分が減衰している。提案する振動抑制制御による LCL-Filter 共振の抑制効果を確認するために、表 5-1-3, 表 5-1-4 にスペクトル比をまとめる。表 5-1-3 は  $V_{c,r}$  のスペクトル比, 表 5-1-4 は  $I_{grid,r}$  のスペクトル比をまとめたものである。それぞれのスペクトル比をグラフ化したものを図 5-1-16, 図 5-1-15 に示す。図 5-1-15( $V_{c,r}$ ), 図 5-1-16( $I_{grid,r}$ )のスペクトル比を観ると,  $K_{damp}$  を大きく設定するほどスペクトル比は小さくなり LCL-Filter の共振が抑制される傾向にあり, また  $f_{damp}$  を大きく設定するほどスペクトル比は小さくなり LCL-Filter の共振が抑制されている。

提案する振動抑制制御を用いて LCL-Filter の共振を抑制するためには,  $K_{damp}$  を 0.8～0.9,  $f_{damp}(1/2 \pi T_{damp})$ を LCL-Filter の共振周波数近傍の値である 2000～3000[Hz]に設定すればよいことが実機検証により確認できた。これは 3-2 節で説明した提案制御器の設計指針と一致している。

表 5-1-3.  $V_{c,r}$  のスペクトル比

$f_{damp}$ $K_{damp}$	500[Hz]	1000[Hz]	2000[Hz]	3000[Hz]
0	3.0%	3.0%	3.0%	3.0%
0.6	2.9%	2.8%	1.6%	1.4%
0.8	2.7%	2.1%	1.0%	0.7%
0.9	2.6%	1.7%	0.8%	0.7%

表 5-1-4.  $I_{grid,r}$  のスペクトル比

$f_{damp}$ $K_{damp}$	500[Hz]	1000[Hz]	2000[Hz]	3000[Hz]
0	1.4%	1.4%	1.4%	1.4%
0.6	1.3%	1.3%	0.7%	0.6%
0.8	1.2%	0.9%	0.4%	0.3%
0.9	1.1%	0.7%	0.3%	0.3%

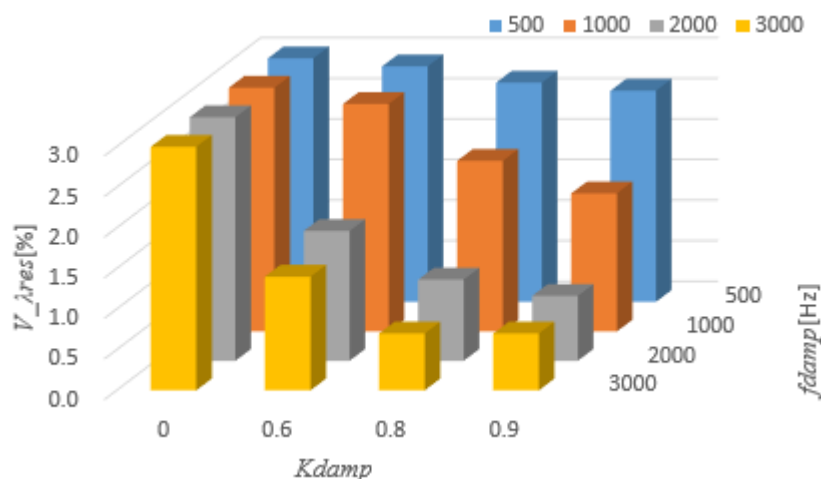


図 5-1-15.  $V_{c,r}$  のスペクトル比

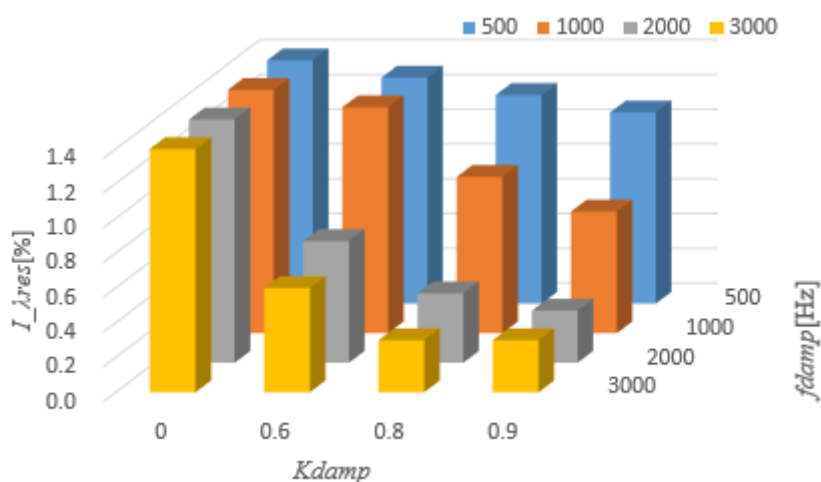


図 5-1-16.  $I_{grid,r}$  のスペクトル比

## 5-2. 電源系統インダクタンス増加時の電源擾乱抑制効果に関する実機検証

本節では電源系統インダクタンス増加時に発生する電源電圧の低周波擾乱問題に対する提案手法の有効性を示す実機検証をする。

### 5-2-1. 実機検証の実験器と条件

図 5-2-1, 図 5-2-2 に実機検証で用いるシステムの構成図を示す。図 5-2-1 は電源系統インダクタンスが小さい( $L_g=0$ [p.u.])場合を模擬する検証装置であり, 図 5-2-2 は電源系統インダクタンスが大きい( $L_g=0.3$ [p.u.])場合を模擬する検証装置である。検証システムは, 2 台の PWM コンバータをループ状に接続したシステムである。1 つ目の PWM コンバータ(PWM Converter system)は被試験機であり, 2 つ目の PWM コンバータ(Load Emulator)は, 負荷器として動作させるために挿入されている。被試験機のコンバータは通常の  $V_{DC}$  を  $V_{DC}^*$  に追従させる制御を行う。負荷器としてのコンバータは, 電源系統側の有効電流を操作し, このことにより直流母線の電流  $I_{dc}$  が変化するため, 被試験機のコンバータに負荷が加えられる。図 5-2-2 は電源系統インダクタンスが大きい( $L_g=0.3$ [p.u.])場合を模擬した検証装置であるが, これ

の被試験機側コンバータには長距離配線を模擬するための漏れインダクタンス  $L_g'$  を有するトランスとリアクトル  $\Delta L_g$  を追加しており、 $L_g'$  と  $\Delta L_g$  の合計値が電源系統インダクタンス  $L_g$  となるようにしている。

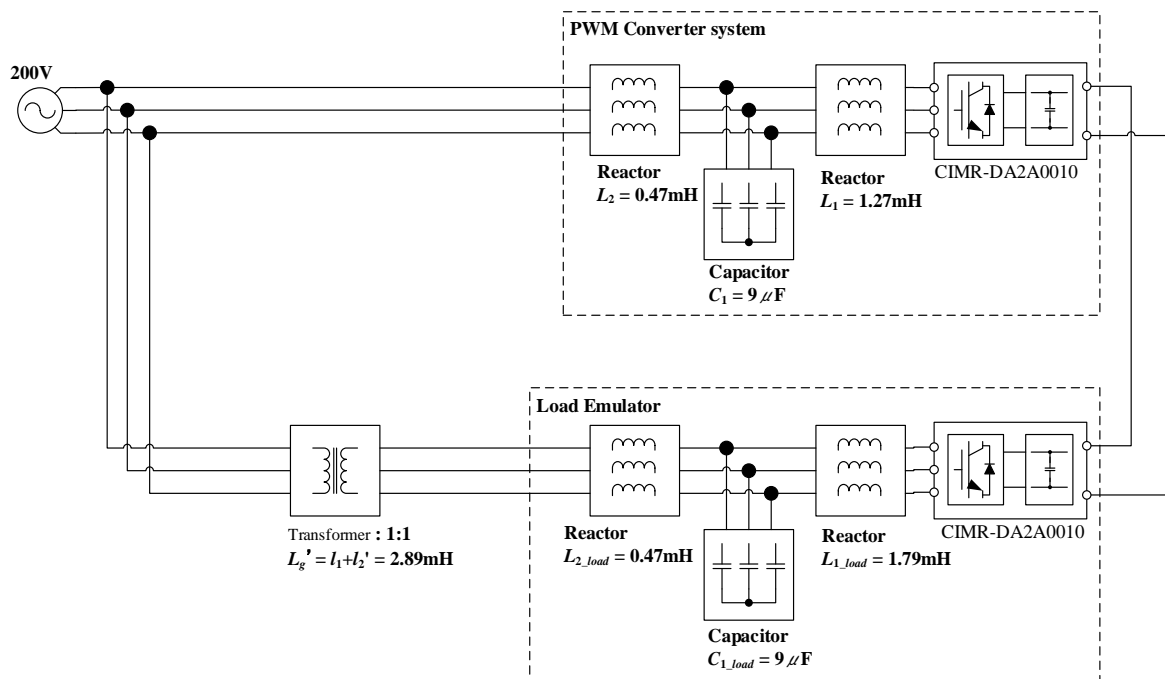


図 5-2-1. 電源擾乱抑制の実機検証システムの構成図( $L_g=0.0$ [p.u.])

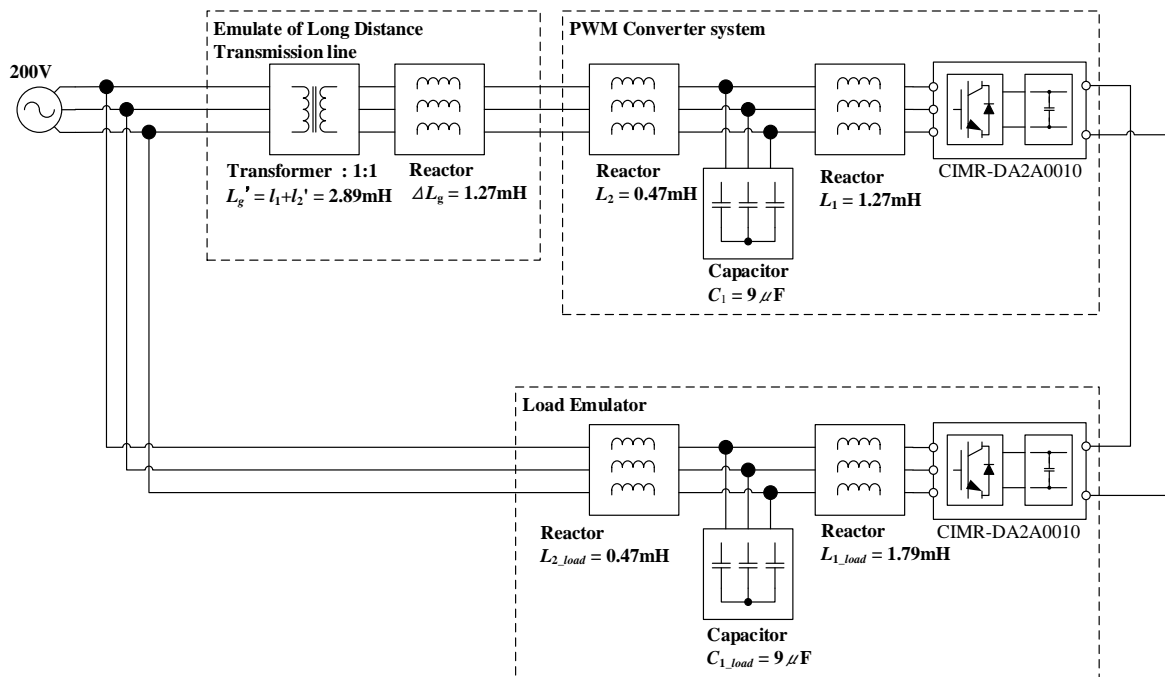


図 5-2-2. 電源擾乱抑制の実機検証システムの構成図( $L_g=0.3$ [p.u.])

表 5-2-1 に実機検証システムの回路パラメータを示す。

表 5-2-1. 実機検証システムのパラメータ

名称			記号	値	単位	備考
系統パラメータ	電源	電源電圧	$V_s$	200	[V]	
	ノイズカットトランス	漏れインダクタンス	$L_g'$	2.89	[mH]	
		一次抵抗	$r_{1g}'$	0.18	[ $\Omega$ ]	
		二次抵抗	$r_{2g}'$	0.17	[ $\Omega$ ]	
		一次自己インダクタンス	$L_{T1}$	0.14	[H]	
		二次自己インダクタンス	$L_{T2}$	0.13	[H]	
	系統模擬リアクトル	インダクタンス	$\Delta L_g$	1.27	[mH]	
		寄生抵抗	$\Delta R_g$	53	[m $\Omega$ ]	
	系統インダクタンス	インダクタンス	$L_g$	3.57	[mH]	$L_g' + \Delta L_g$
被試験機側 LCL フィルタ	リアクトル 1	インダクタンス	$L_1$	1.27	[mH]	
		寄生抵抗	$R_1$	54.00	[m $\Omega$ ]	
	リアクトル 2	インダクタンス	$L_2$	0.47	[mH]	
		寄生抵抗	$R_2$	20	[m $\Omega$ ]	
	コンデンサ	静電容量	$C_1$	9.00	[ $\mu$ F]	
負荷器側 LCL フィルタ	リアクトル 1	インダクタンス	$L_{1\_load}$	1.79	[mH]	
		寄生抵抗	$R_{1\_load}$	68.00	[m $\Omega$ ]	
	リアクトル 2	インダクタンス	$L_{2\_load}$	0.47	[mH]	
		寄生抵抗	$R_{2\_load}$	2.45	[m $\Omega$ ]	
	コンデンサ	静電容量	$C_{1\_load}$	9.00	[ $\mu$ F]	
被試験機	ユニット	形式	-	CIMR-DA2A0010	-	安川電機製 高効率電源回生コンバータ D1000
		定格電圧	-	200	[V]	
		定格容量	-	10	[kW]	
		定格電流	-	29	[A]	
負荷装置	ユニット	形式	-	CIMR-DA2A0010	-	安川電機製 高効率電源回生コンバータ D1000
		定格電圧	-	200	[V]	
		定格容量	-	10	[kW]	
		定格電流	-	29	[A]	

## 5-2-2. 検証結果

提案する振動抑制制御による電源系統インダクタンス増加時の電源擾乱抑制効果(系統インダクタンスに対するロバスト性)を確認するための実機検証結果を示す。実機検証は振動抑制制御を無効にした場合と、振動抑制制御を有効にした場合で実施している。特に振動抑制制御を有効にしているときは、 $L_g$  と  $K_{damp}$  の組み合わせで実施している。 $T_{damp}$  については、

シミュレーションで良好な結果を得た  $1/(2\pi \cdot 2000)[\text{sec}](f_{\text{damp}}=2000[\text{Hz}])$  に固定して実施した。実機検証結果の一覧表を表 5-2-2 示す。

表 5-2-2.  $L_g=0[\text{p.u.}]$  の場合の実機検証の結果一覧

$K_{\text{damp}} \backslash L_g$	0[p.u.]	0.3[p.u.]
0	図 5-2-3	図 5-2-7
0.6	図 5-2-4	図 5-2-8
0.8	図 5-2-5	図 5-2-9
0.9	図 5-2-6	図 5-2-10

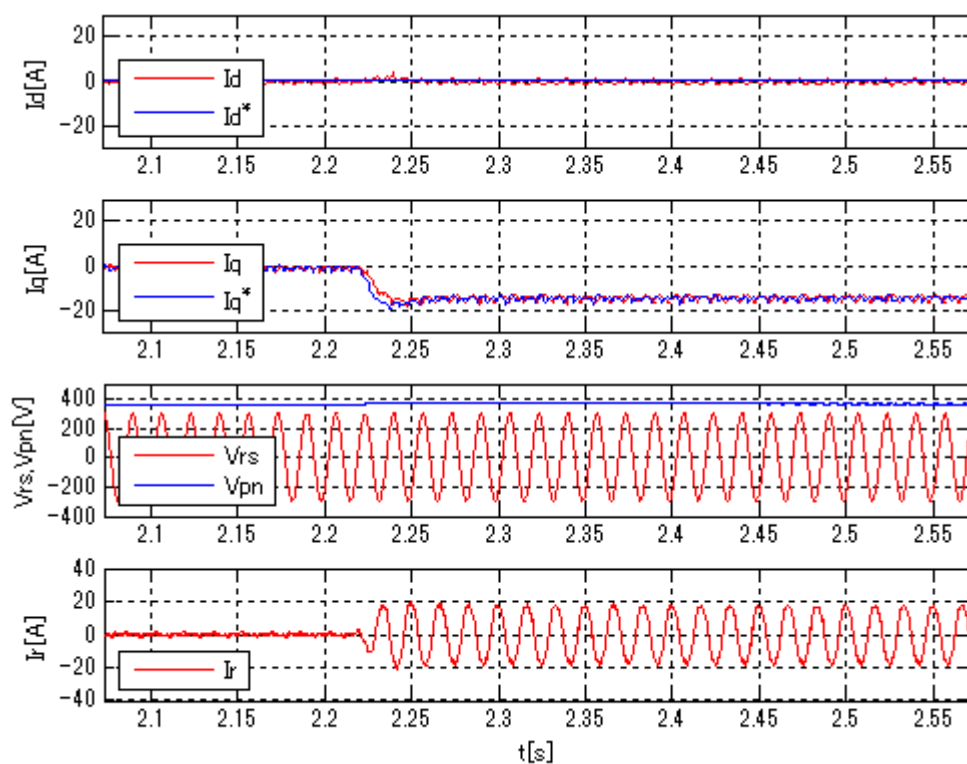


図 5-2-3.  $L_g=0[\text{p.u.}]$ , 振動抑制制御無効時の各部波形

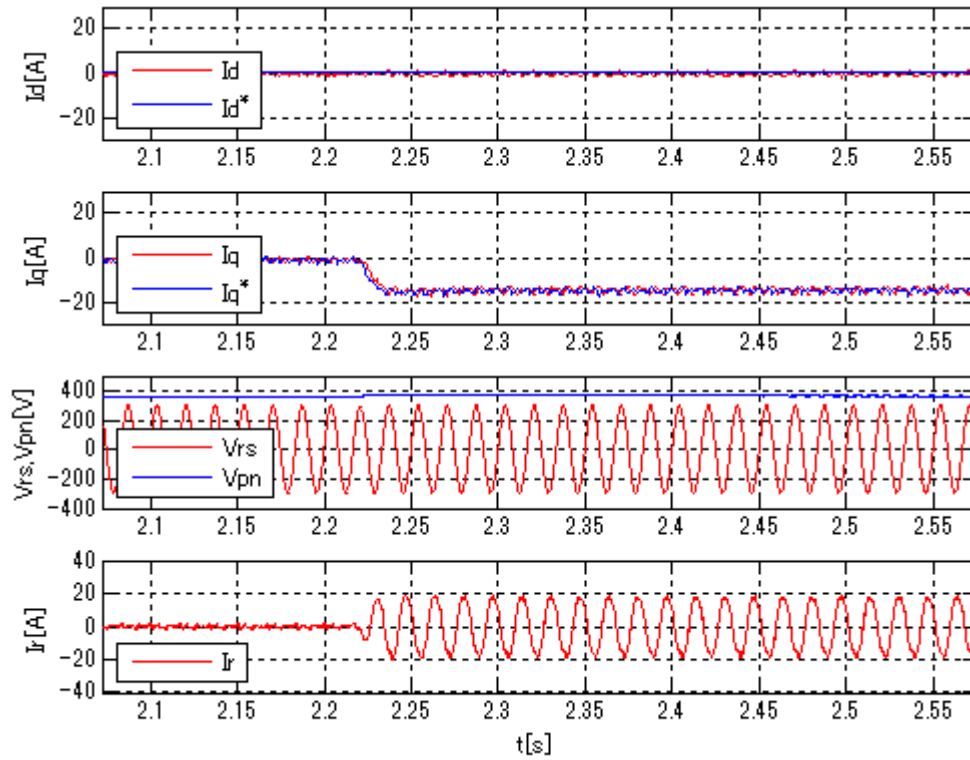


図 5-2-4.  $L_g=0$ [p.u.], 振動抑制制御有効 ( $K_d=0.6$ ,  $T_{damp}=1/(2\pi 2000)$ )時の各部波形

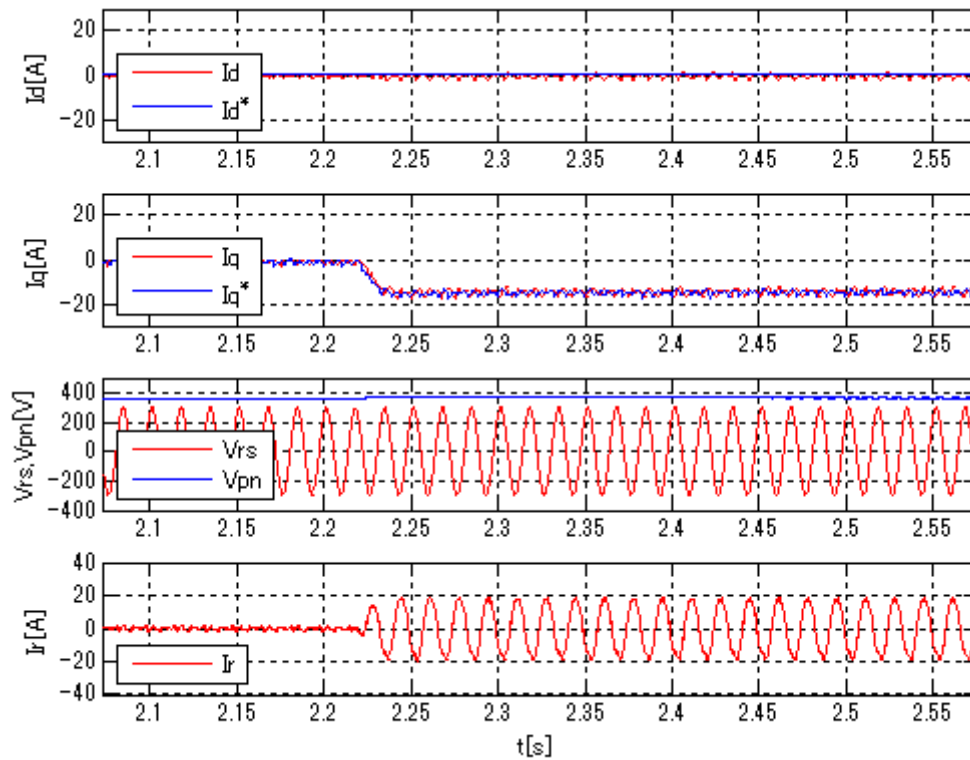


図 5-2-5.  $L_g=0$ [p.u.], 振動抑制制御有効 ( $L_g=0\%$ ,  $K_d=0.8$ ,  $T_{damp}=1/(2\pi 2000)$ )の各部波形

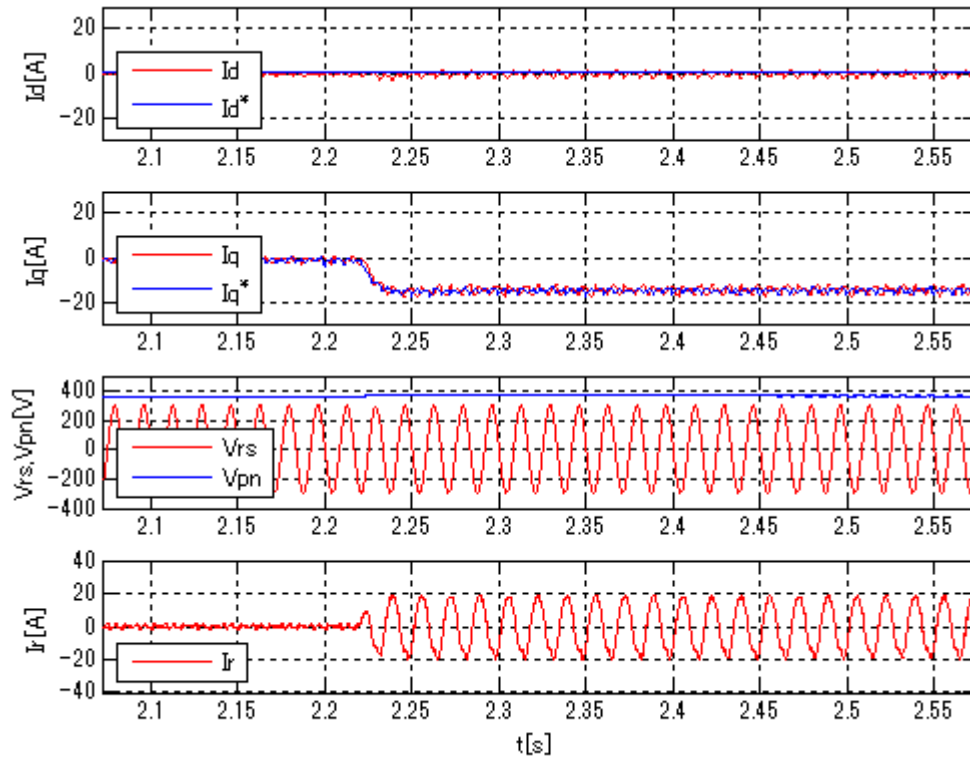


図 5-2-6.  $L_g=0$ [p.u.], 振動抑制制御有効 ( $L_g=0\%$ ,  $K_d=0.9$ ,  $T_{damp}=1/(2\pi 2000)$ )の各部波形

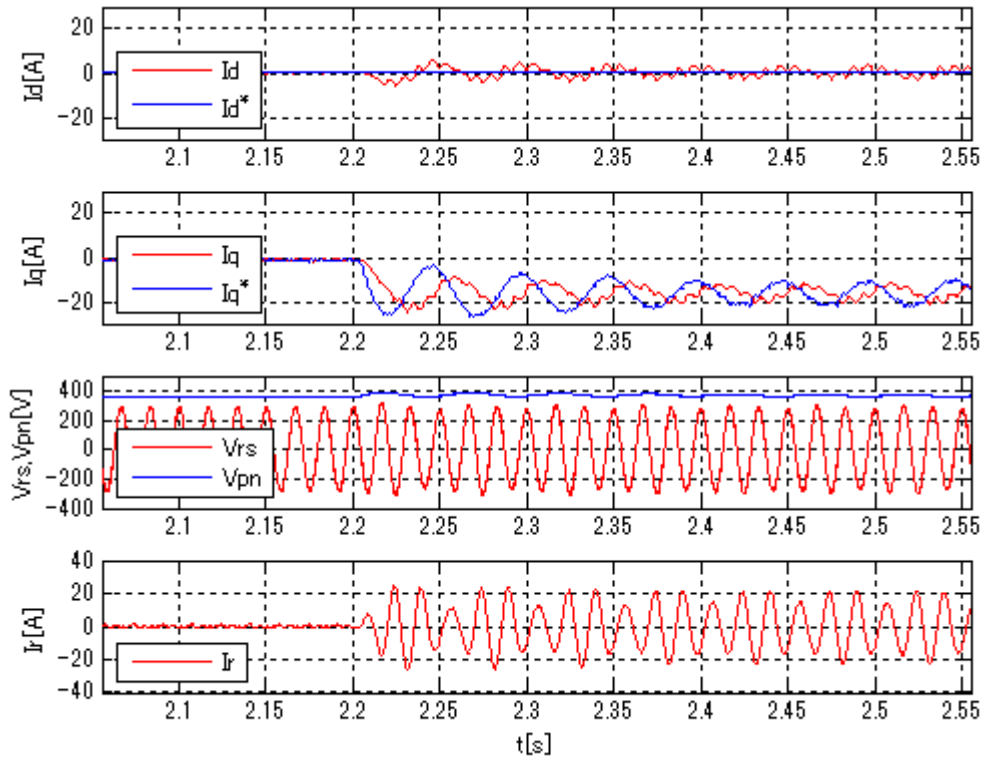


図 5-2-7.  $L_g=0.3$ [p.u.], 振動抑制制御制御無効時の各部波形

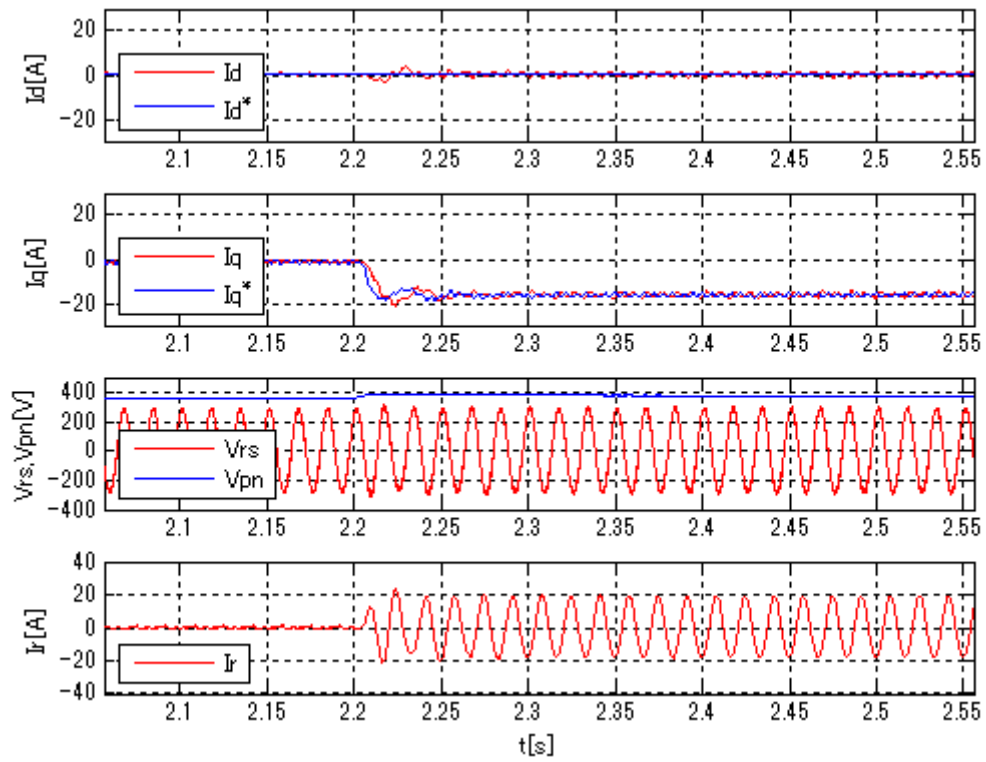


図 5-2-8.  $L_g=0.3$ [p.u.], 振動抑制制御有効 ( $K_d=0.6$ ,  $T_{damp}=1/(2\pi 2000)$ )の各部波形

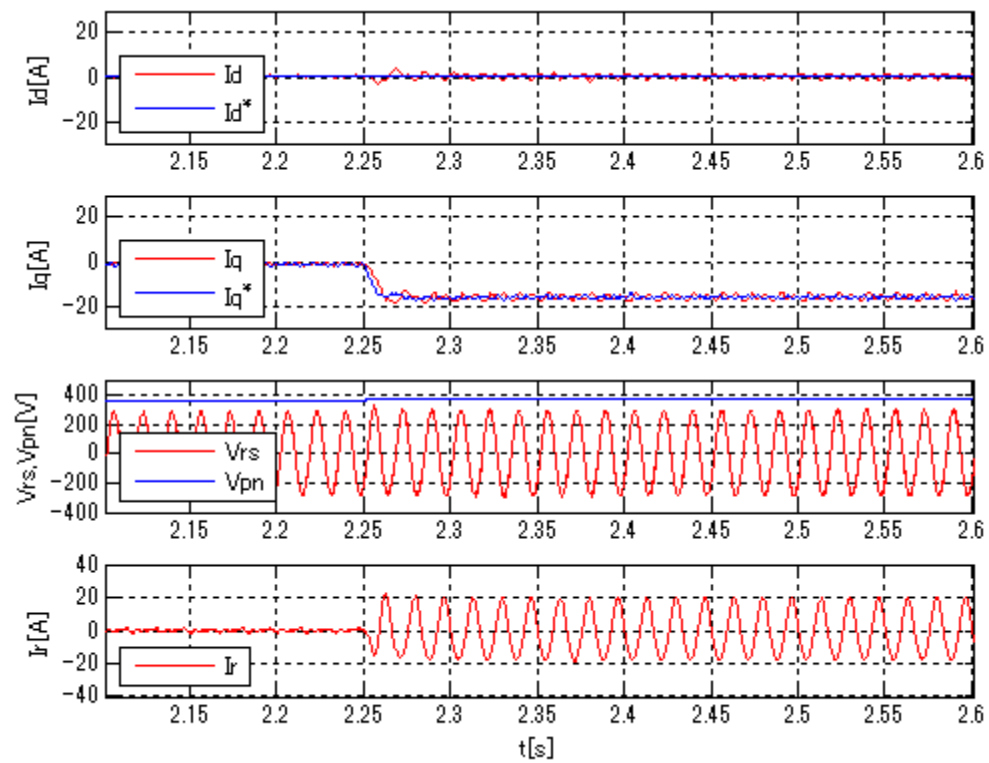


図 5-2-9.  $L_g=0.3$ [p.u.], 振動抑制制御有効 ( $K_d=0.8$ ,  $T_{damp}=1/(2\pi 2000)$ )の各部波形



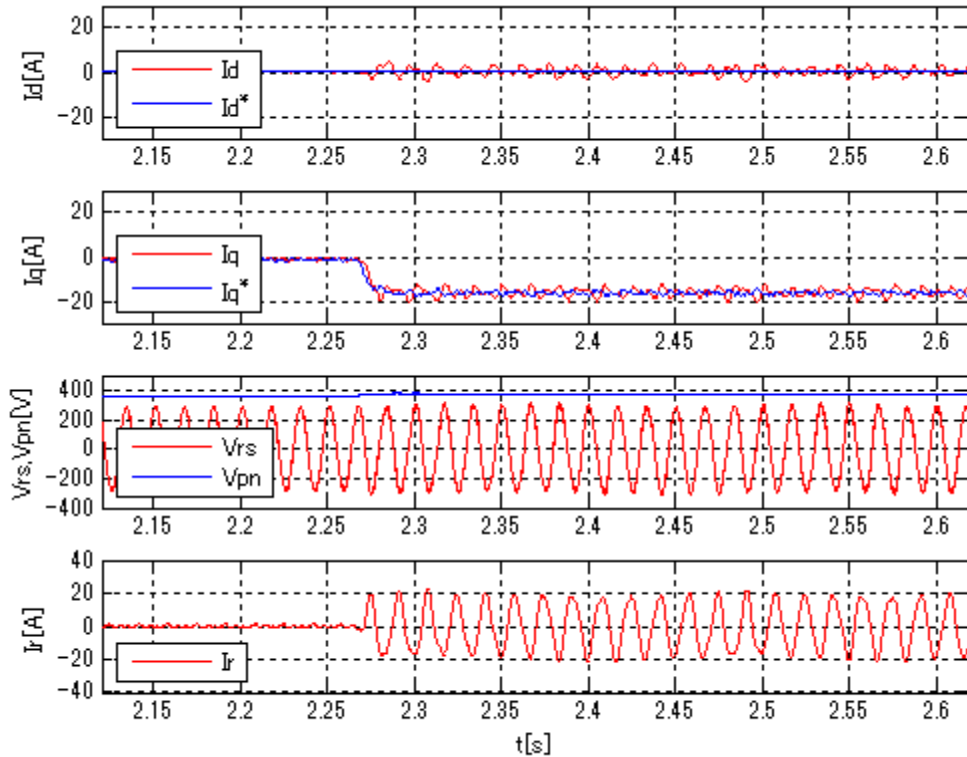


図 5-2-10.  $L_g=0.3$ [p.u.], 振動抑制制御有効 ( $K_d=0.9$ ,  $T_{damp}=1/(2\pi 2000)$ )の各部波形

### 5-2-3. 実機検証結果の考察

実機検証の結果をもとに、電源系統インダクタンス増加時の電源擾乱抑制効果(系統インダクタンスに対するロバスト性)に関する考察を行う。

実機検証の結果を観ると、電源系統インダクタンスが小さい場合( $L_g=0$ [p.u.])は、振動抑制制御無効時(図 5-2-3)及び有効時(図 5-2-4～図 5-2-6)共に、PWM コンバータの出力量( $I_{pwm\_q}$ ,  $I_{pwm\_d}$ ,  $V_{grid\_rs}$ ,  $V_{DC}$ ,  $I_{grid\_r}$ )の全てが安定していることが確認できる。また、電源系統インダクタンスが大きい場合 ( $L_g=0.3$ [p.u.])、振動抑制制御が無効 (図 5-2-7)のとき、負荷を入力した時刻 ( $t=2.2$ [sec])以降で  $I_{pwm\_d}$ ,  $I_{pwm\_q}$  に収束時間の長い振動が発生しており、また電源系統電圧  $V_{rs}$ , 系統電流  $I_{grid\_r}$  の波高値も擾乱していることも確認できる。

振動抑制制御有効時(図 5-2-8～図 5-2-10)では、振動抑制制御無効時(図 5-2-7)に確認された収束の遅い振動は発生しておらず安定して制御できていることが確認できる。

振動抑制制御を有効としている場合は、 $L_g=0$ [p.u.]時及び  $L_g=0.3$ [p.u.]時の両方で安定した制御をすることが出来ており、提案手法がロバストである事がいえる。

提案手法の詳細の性能を把握するために、 $I_{pwm\_q}$  の整定時間及び立上時間  $T_{up}$  を算出したものを表 5-2-3, それをグラフ化したものを図 5-2-11 にまとめる。系統インダクタンスが小さい ( $L_g=0$ [p.u.])時は、振動抑制制御無効の場合、 $T_{up}=14.1$ [ms]となっている。これに対し、振動抑制制御を有効( $K_{damp}=0.6, 0.8, 0.9$ )にした場合には、 $T_{up}=9.9\sim 11.0$ [ms]でありほとんど変わらない応答である。

一方で、系統インダクタンスが大きい( $L_g=0.3$ [p.u.])時は、振動抑制制御無効の場合、 $I_{pwm\_q}$  は収束せず立上時間も計測不可能となるほど応答が劣化しているが、振動抑制制御を有効

( $K_{damp}=0.6, 0.8, 0.9$ )にした場合、 $T_{up}=6.2\sim 7.7[\text{ms}]$ となり電流制御の応答が改善されていることがわかる。

なお、立上時間  $T_{up}$  は  $L_g=0.3[\text{p.u.}]$ の時よりも  $L_g=0 [\text{p.u.}]$ の時のほうが  $3[\text{ms}]$ 程度大きくなっている。これは  $L_g=0[\text{p.u.}]$ 時の実機検証システム(図 5-2-1)において、絶縁トランスを負荷側設備である PWM コンバータの系統に挿入しており、そのため負荷器系統側の漏れインダクタンスが増加してしまい負荷発生の応答に遅れが発生してしまっているためであると考えられる。これは被試験機側 PWM コンバータの振動抑制制御が電源系統インダクタンス  $L_g$  の違いによって電流応答を遅延させていることを意味しているわけではない。

表 5-2-3.  $I_{pwm\_q}$  の立上時間  $T_{up}$

$K_{damp} \backslash L_g$	0.0[p.u.]	0.3[p.u.]
0	14.1[ms]	測定不可
0.6	10.9[ms]	7.2[ms]
0.8	9.9[ms]	7.7[ms]
0.9	11.0[ms]	6.2[ms]

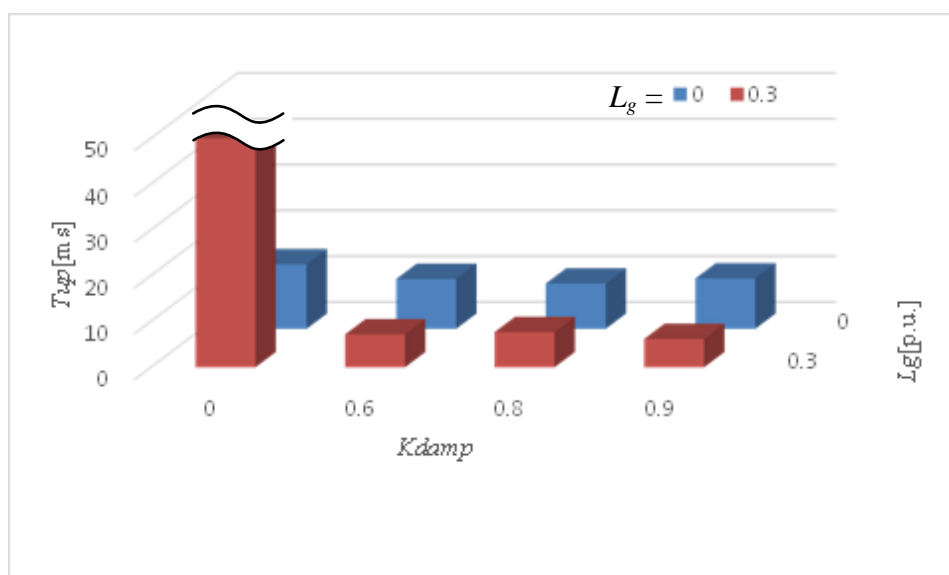


図 5-2-11.  $I_{pwm\_q}$  の立上時間  $T_{up}$

### 5-3. 結言

本章では、LCL-Filter の高周波共振及び、電源系統インダクタンスの変化に関する制御安定性を確認するための実機検証を行った。

5-1 節では、提案する制御器を適用することで LCL-Filter の高周波共振を抑制することが出来ることを示した。また 5-2 節では提案する制御器を適用することで電源系統インダクタンスの変化に対する制御系のロバスト性を向上させることが出来、低周波擾乱を防止できることを

示した。

具体的な設計手法は, 3 章で示した提案手法の特性及び, 4 章で示したシミュレーション結果と同じく, 提案手法の感度関数の時定数  $T_{damp}$  を LCL-Filter の共振角周波数の逆数近傍の値に設定すれば LCL-Filter の共振現象は抑制でき, また系統インダクタンス増加時の擾乱も抑制できることを示した。感度関数ゲイン  $K_{damp}$  は 0.8~0.9 の範囲で設計すれば LCL-Filter の共振現象, 及び系統インダクタンス増加時の擾乱現象の両者の制振抑制が可能である。

## 6 章. 結論

本論文では、PWM コンバータにおける LCL-Filter の高調波共振抑制及び電源系統インダクタンスが増加した際の不安定現象である低周波擾乱現象の抑制するセンサレスの振動抑制制御手法を提案した。本論文から得られた結論を以下にまとめる。

1 章では、研究背景として産業における省エネルギー化の技術動向について述べ、その一つの手段としての PWM コンバータを用いた回生エネルギーの再利用による省エネルギー化技術について述べた。さらに、本研究で採り上げる課題である PWM コンバータの LCL-Filter の高調波共振と電源系統インダクタンス増加時に発生する低周波擾乱について説明し、それらの振動抑制制御の必要性を述べた。

2 章では、PWM コンバータのシステム全体のハードウェア構成及び基本的な制御器構成について述べ、LCL-Filter を含めた PWM コンバータの動特性をあらわす数式モデルを導き、このモデルの解析を行った。解析の結果、LCL-Filter の共振発生のメカニズムと電源系統インダクタンスが増加した際の不安定現象である低周波擾乱発生のメカニズムについて言及した。LCL-Filter の共振は構成要素であるリアクトルとコンデンサによる LC 発振により発生する。また、電源系統インダクタンスが増加した際の不安定現象である低周波擾乱発生のメカニズムは、電源系統インダクタンスが増加することで ACR による電流制御の過渡応答に遅れが生じ、AVR による母線電圧制御と干渉し、PWM コンバータの制御系全体が不安定になってしまうことが原因として挙げられた。

3 章では、LCL-Filter の高調波共振抑制及び電源系統インダクタンスが増加した際の不安定現象である低周波擾乱現象の抑制をするための振動抑制制御手法について提案した。提案手法は LCL-Filter の共振抑制と同時に、電源系統インダクタンス増加時の ACR のロバスト性を確保することが可能であり電源の低周波擾乱の抑制も行えることに特長がある。提案手法の構成は、LCL-Filter のコンデンサ電圧を推定するオブザーバと、コンデンサ電圧推定値を入力とする補償器から構成され、補償器出力で PWM 出力電圧を補償する。補償器の構成は一次遅れ時定数  $T_{damp}$  を持つ LPF とその出力にかけるゲイン  $K_{damp}$  から成る。 $T_{damp}$  及び  $K_{damp}$  の設計指針として、 $T_{damp}$  は LCL-Filter の共振角周波数の逆数近傍に設定し、 $K_{damp}=0.8\sim 1.0$  の範囲で適切に設計すれば、LCL-Filter の共振抑制と系統インダクタンス増加時の電源擾乱抑制の両者が可能になることが解析的に示された。

4 章では 3 章で提案した制御器によって LCL-Filter の高調波共振抑制及び電源系統インダクタンスが増加した際の不安定現象である低周波擾乱現象の抑制が可能であるかを確認するためにシミュレーションを実施した。まず、LCL-Filter の高調波共振抑制の効果の確認であるが、最悪条件として電源電圧の位相を急変させ高調波外乱を注入させることで、LCL-Filter の共振を誘発しこれの高調波共振成分のスペクトルを解析することで共振抑制効果を確認した。振動抑制制御を行わない場合、高調波共振成分のスペクトルは基本スペクトル(電源周波数のスペクトル)に対して 10.9%発生していたが、振動抑制制御を行った場合はスペクトル比を 1.2%まで抑制することが可能であった。また、電源系統インダクタンス増加時の電源擾乱の効果の確認は、提案手法の

ロバスト性能が十分であることを確認するために、電源系統インダクタンスが実際の使用環境で取り得る範囲より十分に大きい  $0.0 \sim 0.6 \text{ p.u.}$  の環境を想定してシミュレーションを実施した。振動抑制制御を無効としている場合、電源系統インダクタンスが  $0.4 \sim 0.6 \text{ p.u.}$  あたりで収束時間の長い擾乱現象が確認された。振動抑制制御を有効とした場合は、電源系統インダクタンスが  $0.0 \sim 0.6 \text{ p.u.}$  の範囲で安定化することができ、提案制御手法のロバスト性が証明された。両者の課題を達成する  $T_{damp}$  及び  $K_{damp}$  の設計は3章で示した設計指針を用いて行えることをシミュレーションで確認した。

5章では3章で提案した制御器によって LCL-Filter の高調波共振抑制及び電源系統インダクタンスが増加した際の不安定現象である低周波擾乱現象の抑制が可能であることを確認するために実機検証を実施した。LCL-Filter の高調波共振抑制の効果の確認は、電流制御器の応答が速くなるように設計し、LCL-Filter が共振しやすい条件で検証を行い、このときの LCL-Filter のコンデンサ電圧及び系統電流の高調波共振のスペクトル成分を観測することで共振抑制効果を確認した。振動抑制制御の行わない場合、高調波共振成分のスペクトル比は 1.4%程度存在していたが、振動抑制制御を行った場合はスペクトル比を 0.3%と小さい値に抑制することが可能であった。また、電源系統インダクタンス増加時の電源擾乱の効果の確認は、電源系統インダクタンスが現実的に取り得る範囲である  $0.0 \sim 0.3 \text{ p.u.}$  の環境を想定して実機検証を実施した。振動抑制制御を無効としている場合、電源系統インダクタンスが  $0.3 \text{ p.u.}$  となっている場合に収束時間の長い擾乱現象が確認された。振動抑制制御を有効とした場合は、電源系統インダクタンスが  $0.0, 0.3 \text{ p.u.}$  の両条件で安定化させることができ、提案制御手法のロバスト性が証明された。また両者の課題を達成する  $T_{damp}$  及び  $K_{damp}$  の設計は3章で示した設計指針と同様であることを実機検証で確認した。

以上、本論文では、PWM コンバータの制御系が有する課題である LCL-Filter の共振現象と電源系統インダクタンス増加時の不安定化による電源擾乱現象を取上げ、これらの振動現象を抑制する振動抑制制御について提案を行った。提案手法は簡単な構成で実際の組み込みソフトウェアへの実装に適した構成であり実用的な制御手法である。論文で提案した振動抑制制御は実際の製品にも実装され、特に電源系統インダクタンスに対するロバスト性を強化した PWM コンバータとして市販されており、電源環境の改善と省エネルギー化に貢献している。

今後の課題であるが、本論文での提案はLCL-Filterの共振抑制と系統の擾乱抑制に関する制御手法に関するものであった。この手法はインバータのモータ制御にも適用できると考えている。高効率モータとしてシンクロナス・リラクタンス・モータ (SynRM) が注目されているが、このモータは負荷電流が大きくなると鉄心が飽和しやすくインダクタンスの変動が起こりやすいと言われている。これは運転中に電流制御の応答が変動することを意味しており、最悪の場合、不安定になることも考えられる。本論文の提案手法を適用することでインダクタンス変動分の補償ができ、インダクタンス変動に対してロバスト性を向上することが可能であると考えられる。今後、提案手法をモータ制御に組み合わせた研究を予定している。

## 謝辞

本研究に関して直接ご指導ご鞭撻を頂きました九州工業大学大学院生命体工学研究科 花本剛士教授に心より感謝いたします。

本研究・本論文の審査に際し、ご指導ご鞭撻をいただきました九州工業大学大学院工学研究院 大村一郎教授，九州工業大学大学院生命体工学研究科 本田英己客員教授，内藤正路教授，安部征哉准教授に深く感謝いたします。

また，本研究の遂行にあたり，社会人博士後期課程進学に際し，ご尽力いただきました株式会社安川電機インバータ事業部長 善家充彦氏ならびにインバータ技術部部長 桐野博士氏，インバータ技術部開発課課長 井浦英昭氏に深く感謝します。

本研究に遂行にあたり有益な助言をいただいた株式会社安川電機インバータ事業部環境エネルギー機器事業統括部開発部課長 井手耕三氏，株式会社安川電機開発研究所パワーエレクトロニクス技術部課長 森本進也氏，株式会社安川電機開発研究所モーション応用開発部新機構技術課 高瀬善康氏に深く感謝します。

最後に，本論文を執筆するにあたり支えてくれた家族と友人に心から感謝いたします。

## 参考文献

- [1] “トップランナーモータ 2015 年度の基準達成に向けて” 一般社団法人日本電機工業会, 2013.10
- [2] “事業者向け温室効果ガス排出削減マニュアル” 鹿児島県環境林務部地球温暖化対策課, 2011.12.19
- [3] “中小企業から省エネの風 PART1” 近畿経済産業局 資源エネルギー環境部 エネルギー対策課, 2007.3
- [4] “省エネルギーインバータ” 松波敏昭, 三菱電機技報 2001 年 04 月号, 2001.04
- [5] “資源問題に直面するモータ用永久磁石の研究動向と課題” 小澤 純夫, 科学技術動向 2010年9月号, 2010.9
- [6] “省エネルギーエアコンの開発 ～消費電力が半分になったわけ～” 大山和伸, 電気学会論文誌D, Vol.118-D, No.6, pp.813, 1998.6
- [7] “パラメータ変動にロバストなIPMモータの最大トルク制御法” 山崎 明, 電気学会研究会資料, 2010.06.03
- [8] “三相誘導電動機の現状について” 経済産業省 総合資源エネルギー調査会省エネルギー基準部会三相誘導電動機判断基準小委員会（第1回）配布資料資料4, 2011
- [9] “PMモータのトルク算定に対する考察” 中村 雅憲, 東洋電機技報第118号, 2008.9
- [10] “永久磁石同期電動機のトルク算出に関する一考察” 中村雅憲, 廣塚功, 木村守, 電気学会回転機研究会資料RM-07-47, 2007.5
- [11] “PMモータの出力範囲に関する一般的な解析と定出力運転に適した機器定数の検討” 森本茂雄, 武田洋次, 電学論D, Vol.117, No.6, pp.751-757, 1997.6
- [12] “エンコーダレス位置制御ドライブの開発” 龍 英俊, 2010 The Institute of Electrical Engineers of Japan., 2010.6

- [13] “高効率産業機器の導入による省エネルギー・経済効果等調査” 経済産業省 総合資源エネルギー調査会省エネルギー基準部会三相誘導電動機判断基準小委員会資料, 2014.2.28
- [14] “安川汎用インバータ インバータの基礎 インバータ制御方式の分類” 安川電機技術資料, 2000.03.22
- [15] “電圧形インバータにおける回生制動方式” 公開特許公報(昭 58-195479), 1983.11.14
- [16] “安川汎用インバータ 技術資料 インバータの基礎 電力回生形コンバータ” 安川電機技術資料, 2000.03.22
- [17] “Explicit Model-Predictive Control of a PWM Inverter With an LCL Filter.” Sébastien Mariéthoz, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, Vol.56, No.2, 2009.2
- [18] “インバータドライブ技術 第3版” 安川電機/編, 日刊工業新聞社, 2006.03
- [19] “安川汎用インバータ 技術資料インバータ機器の電源高調波対策” 安川電機技術資料 2000.04.06
- [20] “Robust active damping technique for three-phase PWM converter connected to power grid with unknown inductance” Takahiro Saeki, IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp.739-744, 2012.10
- [21] “Analysis and Design of an LCL-T Resonant Converter as a Constant-Current Power Supply.” Mangesh Borage, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, Vol.52, No.6, pp.1547-1554, 2005.12
- [22] “汎用インバータの高調波抑制対策について” 社会法人日本電機工業会, 2004.1
- [23] “Analysis of the Passive Damping Losses in LCL-Filter-Based Grid Converters” Rafael Peña-Alzola, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, Vol.28, No.6, pp.2642-2646, 2013.6
- [24] “Design and control of an LCLfilter based three-phase active rectifier” M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, IEEE Trans. Ind. Appl., vol.41, no.5, pp.1281-1291, 2005.10



- [25] "Robust line-voltage sensorless control and synchronization of LCL-filtered distributed generation inverters for high power quality grid connection" Y.A.-R.I. Mohamed, M. A-Rahman, and R. Seethapathy, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.27,no.1,pp.87-98, 2011.6
- [26] "Exploring inherent damping characteristic of LCL-filters for three-phase grid-connected voltage source inverters" Y. Tang, P. C. Loh, P. Wang, F. H. Choo, and F. Gao, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.27,no.3,pp.1433-1443, 2012.3
- [27] "Full feedforward of grid voltage for discrete state feedback controlled grid-connected inverter with LCL filter" M. Xue, Y. Zhang, Y. Kang, Y. Yi, S. Li, and F. Liu, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.27,no.10,pp.4234-4247, 2012.10
- [28] "Generalized closed-loop control schemes with embedded virtual impedances for voltage source converters with LC or LCL filters" J. He and Y.W. Li, *IEEE Trans. Power Electron.*,vol.27,no.4,pp.1850-1861, 2012.4
- [29] "Passive filter design for three-phase inverter interfacing in distributed generation" K. H. Ahmed, S. J. Finney, and B. W. Williams, in *Proc. Compat. Power Electron. Conf.*, pp.19, 2007.3
- [30] "Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter" T. C. Y. Wang, Z. Ye, G. Sinha, and X. Yuan, *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*, vol.2,pp.779-784, 2003.6
- [31] "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems," F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. Timbus, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.53,no.5,pp.1398-1409, 2006.10
- [32] "Control in Power Electronics: Selected Problems." M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, Academic Press, 2002.8.20
- [33] "A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter" V. Blasko and V. Kaura, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.33,no.2,pp.542-550, 1997.3
- [34] "A simple voltage sensorless active damping scheme for three-phase PWM converters with an LCL filter," M. Malinowski and S. Bernet, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.55,no.4, pp.1876-1880, 2008.4

- [35] “Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values” M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.21,no.1,pp.263-272, 2006.1
- [36] “Digital current control of a voltage source converter with active damping of LCL resonance,” E. Wu and P. Lehn, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.21,no.5,pp.1364-1373, 2006.9
- [37] “A control method to damp oscillation in the input LC filter” P. A. Dahono, in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, 2002, vol.4,pp.1630-1635, 2002.6
- [38] “PWM rectifier with LCL-filter using different current control structures” J. Dannehl, F. Fuchs, and S. Hansen, in *Proc. Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, Sep.2007, pp.1-10, 2007.9
- [39] “Stability improvements of an LCL-filter based three-phase active rectifier” M. Liserre, A. Dell’Aquila, and F. Blaabjerg, in *Proc. 33rd Annu. IEEE PESC*, 2002, vol.3,pp.1195-1201, 2002
- [40] “Control and filter design of three-phase inverters for high power quality grid connection” M. Prodanovic and T. C. Green, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.18, no.1, pp.373–380, 2003.6
- [41] “Investigation of Active Damping Approaches for PI-Based Current Control of Grid-Connected Pulse Width Modulation Converters With LCL Filters” Jörg Dannehl, *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, Vol.46,No.4,pp.1509-1517, 2010.7
- [42] “Active damping of LCL-filter resonance based on virtual resistor for PWM rectifiers—Stability analysis with different filter parameters” C. Wessels, J. Dannehl, and F. Fuchs, in *Proc. IEEE PESC*, Jun.2008,pp.3532–3538, 2008.6
- [43] “Design and control of an LCLfilter based three-phase active rectifier” M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, in *Conf. Rec. IAS Annu. Meeting*, 2001,vol.1, pp.299–307, 2001.9
- [44] “Evaluation of three-level rectifiers for low-voltage utility applications” R. Teichman, M. Malinowski, and S. Bernet, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.52, no.2, pp. 471–481, 2005.4
- [45] “A control method for DC–DC converter that has an LCL output filter based on new virtual capacitor and resistor concepts” P. A. Dahono, in *Proc. IEEE PESC*, 2004, vol.1, pp.36–42, 2004.6

- [46] “A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three phase voltage source converter” V. Blasko and V. Kaura, in Proc. IEEE APEC, 1996, vol.2, pp.545–551, 1996.3
- [47] “Stability improvements of an LCL-filter based three-phase active rectifier” M. Liserre, A. Dell’Aquila, and F. Blaabjerg, in Proc. IEEE PESC, 2002, vol. 3, pp. 1195–1201, 2002.6
- [48] “Genetic algorithm-based design of the active damping for an LCL-filter three-phase active rectifier” M. Liserre, A. Dell’Aquila, and F. Blaabjerg, IEEE Trans. Power Electron., vol.19,no.1,pp.76–86, 2004.6
- [49] “Adaptive Current Control for Grid-Connected Converters with LCL-filter” Massing, J.R. ; Group of Power Electron. & Control (GEPOC), Fed. Univ. of Santa Maria, Santa Maria, Brazil ; Stefanello, M. ; Grundling, H.A. ; Pinheiro, H. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Vol.59,pp.4681-4693, 2011.11
- [50] “Adaptive Current Control for Grid-Connected Converters With LCL Filter” Jorge Rodrigo Massing. Group of Power Electronics and Control (GEPOC), Federal University of Santa Maria, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, Vol.59,No.12, 2012.11
- [51] “高周波注入を利用した適応オブザーバによるIPMSMのインダクタンス同定” 福澤 明彦, 長谷川 勝, 松井 景樹 第168回[パワーエレクトロニクス学会]定例研究会, 2010.3
- [52] “電動機制御工学 –可変速ドライブの基礎–” 松瀬 貢規, 電機学会, 2007.2
- [53] “Novel Control of Three-Phase Active Front-End Converter With Compensation of Unknown Grid-Side Inductance” Francisco Huerta, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, Vol.58, No.8, 2011.8
- [54] “A stable three-phase LCL-filter based active rectifier without damping” Teodorescu.R, Blaabjerg.F, Liserre.M, Dell'Aquila.A, Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting, Vol.3,pp.1552-1557, 2003.10