共振結合方式ワイヤレス電力伝送向け可変リアクタ

Variable Reactors for Wireless Power Transfer via Resonant Coupling

成末義哲 Yoshiaki Narusue†

Summary

共振型ワイヤレス電力伝送では、送受電器として非放射形の共振器を用いることにより、高力率かつ高効率な中距離の電力伝送を実現する。しかし、我々の生活環境中は実験環境とは異なり、金属や水、人体など様々な物体が存在するため、それらの影響により共振周波数に変動が生じる。動作環境への適応能力を有し、必要な電力を安定的に給電可能なワイヤレス電力伝送システムの構築に向けて、可変リアクタによる共振周波数補正機構が求められている。本論文では、可変リアクタによる共振周波数補正の原理について概説した上で、現在研究が進められている可変リアクタをその動作原理に基づき分類し、それぞれの特徴を比較する。中でもフィードバックレスで力率補正が可能な FET ブリッジ形可変リアクタについて深く掘り下げ、その動作原理を図説するとともに、6.78 MHz 動作における性能と課題について筆者が実施した実験の結果も踏まえて解説する。最後に可変リアクタ技術の今後の研究課題について議論する。

Key Words

ワイヤレス電力伝送, 共振結合, 可変リアクタ, 共振周波数補正

1 まえがき

バッテリーの充電は今や生活のルーチンである。スマートフォンやノート PC、タブレット端末など、バッテリー駆動型情報端末なしでは我々の生活は成り立たない。電子機器の数や種類が増加するにつれ、充電の負担もまた増大し続けている。

この問題を解決する手法として、近年注目されているのがワイヤレス電力伝送である。その試み自体は 100 年以上前から行われてきたが、技術の進歩とともに近年大きな盛り上がりを見せている⁽¹⁾。

盛り上がり火をつけるきっかけとなったのは 2007 年にマサチューセッツ工科大学の研究グループによって発表された共振現象を利用したワイヤレス電力伝送である⁽²⁾。共振方式ワイヤレス電力伝送では、送受電器として非放射形の共振器を用いることにより、高力率かつ高効率な中距離の電力伝送を実現できる。裏を返すと、高力率かつ高効率に電力を送るためには、送受電器が動作周波数で共振状態にあることが必要不可欠である。

しかし、動作環境からの影響や経年劣化、更には各部品の個体差により、共振周波数は変化し得る。例えば共振器近傍に金属片が存在する場合、電磁界を弱めるように電流が生じ、その影響で共振器が蓄える電気エネルギー及び磁気エネルギーが変化する

ことで共振条件が崩れる。このような原理から、金属製のテーブルなどに置いたときはもとより、誘電体であるプラスチック製の机に置くだけでもその共振周波数は変化する。

工場や居住空間など様々な動作環境において、必要な電力を安定的に給電可能なワイヤレス電力伝送システムを構築する際には、その影響を低減するための対処技術が必須である。無線通信分野でダイバーシチ技術をはじめとした様々な方策が通信環境変化への対策として発達してきたのと同様に、ワイヤレス電力伝送においても、動作環境や経年劣化等への対処技術の開発が求められている。

対処技術の一つのアプローチが可変リアクタである。リアクタとはその名のとおりのリアクタンスを生じさせる回路素子であり、つまり、コイルやキャパシタのように主に虚数のインピーダンスを有する回路素子である。可変リアクタとはリアクタンスを動的に調整可能な回路素子及び回路網を指す。可変リアクタを用いて、動作環境からの影響や経年劣化及び各部品の個体差などを打ち消す共振周波数補正を施すことにより、動作環境によらず高力率かつ高効率な電力伝送を実現できる。

そこで本論文では、可変リアクタによる共振周波数補正の原理について概説した上で、現在研究が進められている可変リアクタをその動作原理に基づき分類し、それぞれの特徴を比較する。中でもフィードバックレスで力率補正が可能な FET ブリッジ形可変リアクタについて深く掘り下げ、その動作原理を図説するとともに、6.78 MHz 動作における性能

† 東京大学大学院工学系研究科, 東京都
Graduate School of Engineering The University
of Tokyo, Tokyo, 113-8656 Japan

図 1 可変リアクタによる共振周波数補正

と課題に関して筆者が実施した実機実験の結果も踏まえて解説する。最後に可変リアクタ技術の今後の研究課題について議論する。

共振結合方式ワイヤレス電力伝送は磁界結合を主とする磁界共振結合方式と電界結合を主とする電界共振結合方式の二つに分類でき、その両者に本論文で解説する可変リアクタは適用可能である。ただし、誌面の都合と可変リアクタに関する従来研究の数を踏まえて、本論文では磁界共振結合方式ワイヤレス電力伝送を例に解説を行う。

2 可変リアクタによる共振周波数補正

可変リアクタの解説に進む前に、本章では可変リアクタによる共振周波数補正について概説する。

図 1 (a) に磁界共振結合方式ワイヤレス電力伝送の等価回路を示す。この等価回路では、送受電器のインダクタンス L 及びキャパシタンス C が動作環境の影響や経年劣化の影響で、設計値からの変動が生じているものと仮定し、この影響を打ち消すために送受電器それぞれに可変リアクタを接続している。図 1 (a) の等価回路は、図 1 (b) 及び図 1 (c) のように送受電器を分離した形に変換できる。送受電器を分離した等価回路を用いて共振周波数補

正の役割について考える。図 1 (b) のインピーダンス Z'_{rx} は送電器から見た受電器のインピーダンスであり、図 1 (c) の電圧源 V'_{rx} は、送電器が生成した磁界によって受電器内に生じた誘導電圧である。より厳密には、 $Z'_{rx} (= R'_{rx} + jX'_{rx})$ 及び V'_{rx} はそれぞれ図中の数式により定義される。

図 1 (b) に示す送電器側の可変リアクタンス $X_{vr,tx}$ の役割は、電源から見た力率を改善することにある。そのためには送電器内のリアクタンスを可変リアクタにより打ち消せばよい。そのとき等価回路は図 1 (b') となり、力率が 1 となるとともに、送電器の寄生抵抗 r_{tx} が十分に小さければ、入力電圧はほぼ全て、送電器から受電器を見たインピーダンスの実部 R'_{rx} に印加される。ゆえに送電器における共振周波数補正は力率改善に寄与する。

図 1 (c) に示す受電器も同様である。受電器内のリアクタンスを可変リアクタによって打ち消すことによって、誘導電圧 V'_{rx} を電源として見たときの力率が 1 となり、また、 V'_{rx} はほぼ全て負荷に印加される。これは送電器が生成した磁界に対して、効率良く電力を負荷に伝えていることを意味しており、受電器における共振周波数補正は伝送効率向上に寄与する。

上記より、可変リアクタによる共振周波数補正

表 1 ワイヤレス電力伝送用可変リアクタの分類とその特徴

構造	実装規模	調整能力	電力	損失	制御容易性	主な文献
トリマコンデンサ	△モータが必要	○連続的	○	○	△フィードバック必須	(3)
リアクタアレー	△部品点数多	△離散的	△主にリレーによる	○	△フィードバック必須	(4) (5) (6)
PWM キャパシタ	○	○連続的	△動作条件による	△動作条件による	△フィードバック必須	(7) (8) (9)
FET ブリッジ	○	○連続的	△動作条件による	△動作条件による	○フィードバックレスで力率補正可能	(10) (11)

は、本質的にはリアクタンスを打ち消すことによる力率補正とみなすことができ、送受電器のインダクタンス及びキャパシタンスにおける設計値からの変動を打ち消すことで力率及び伝送効率の改善に寄与する。ただし、実際の設計では、電源である RF インバータの効率を向上させるために送電器側のリアクタンスを完全に打ち消すのではなく、誘導性リアクタンスを一部残存させる場合があることを申し添えたい。

3 可変リアクタの分類と特徴

マイクロ波領域で可変リアクタとして用いられてきたバラクタダイオードは、共振結合方式ワイヤレス電力伝送の主な動作周波数である kHz 帯及び MHz 帯においては取り扱うことができる電力が小さいため、適用可能なアプリケーションが非常に限定的である。

そこで本章では共振方式ワイヤレス電力伝送用に検討がなされている可変リアクタについて解説する。動作原理により大別した可変リアクタの分類を表 1 にまとめ、それぞれの構造の一例を図 2 に示す。また、それぞれの特徴を下記にて概説する。

3.1 トリマコンデンサ

トリマコンデンサは、機械的に電極対向面積を調整することでキャパシタンス調整する可変コンデンサの一種である。トリマコンデンサは、図 2 (a) のように扇形の電極対が向かい合っている構造となっており、一方を回転させることで電極対向面積を変化させることができる。その構造ゆえにサイズに対する静電容量は非常に小さく、大きなキャパシタンスを得るためには物理的にも非常に大形となる。また、機械的機構を用いてキャパシタンスを調整するため共振周波数補正に用いるためにはモータも併せて必要となる⁽³⁾。一方で、取り扱うことができる電力の大きさ及び損失という観点では非常に優れている。

3.2 リアクタアレー

リアクタアレーはキャパシタとスイッチのみから成るキャパシタアレーと、インダクタを併せて用いる LC アレーの 2 種類がある。キャパシタアレーとはその名のとおり、図 2 (b) に示すように多数のキャパシタをアレー状に接続したものであり、スイッチを用いてキャパシタを選択的に接続することにより、その合成リアクタンスを調整する⁽⁴⁾。LC アレーではインダクタ及びキャパシタを用いて L 形のインピーダンス整合回路網を構築した研究などが知られている⁽⁵⁾。

集中素子を用いるため実現できるリアクタンスは離散的であり、高精度な共振周波数補正を目指すほどに多数の素子が必要となる。また、その性能は素子とスイッチの性能に依存する。特に MHz 帯においては、耐圧に優れ、かつ、オン抵抗及び寄生容量が小さいスイッチが必要となるが、上記を満たす半導体リレーは今のところ市販されていない。PIN ダイオードを使用して実装した例は存在するものの、扱っていた電力は最大 25 mW である⁽⁶⁾。MHz 帯において、より大電力の伝送システムで使用するためにはメカニカルリレーをスイッチとして用いるほかないものの、メカニカルリレーは寿命や動作音などの観点からその使用を敬遠される場面も存在する。したがって、リアクタアレーの性能は、アプリケーションなどから生じる素子及びスイッチの制約に左右される。

3.3 PWM (Pulse Width Modulation) キャパシタ

英語では“PWM-controlled switched capacitor”⁽⁷⁾や“variable switched capacitor”⁽⁸⁾と表記されている技術であるが、ほかの技術であるスイッチトキャパシタと混同するのを防止するために、本稿では PWM キャパシタと呼ぶこととする。

PWM キャパシタは一般にキャパシタに並列に接続して使用し、図 2 (c) に示すような FET (Field Effect Transistor) とキャパシタを直列に接続したもの⁽⁷⁾や FET 二つをコモンソースで直列に接続したもの⁽⁸⁾などがある。どちらの方式でも、FET ス

スイッチング用 PWM 波形のデューティ比を制御することにより、並列接続したキャパシタに流れる電流量を制御することで、基本波におけるキャパシタンスを仮想的に調整する。

PWM キャパシタは、理論的には大きな電力を取り扱うことが可能である。しかし、MHz 帯における検討は筆者の知る限りまだ報告がなく、取り扱うことができる電力の大きさや損失などの性能は明らかでない。PWM キャパシタのようにスイッチングを伴う手法は、一般に動作周波数が高くなるほどに損失が大きくなるものの、スイッチング条件次第でその損失は最小限に抑えられる。取り扱うことができる電力の大きさも FET における発熱に左右されるため、損失と同様にスイッチング条件に依存する。加えて、このスイッチング動作は、インバータや整流回路と同様に高調波の発生源となり得る点にも注意が必要である。

3.4 FET ブリッジ

この方式は提案がなされた最初の論文で Automatic Tuning Assist Circuit (ATAC) と名付けられているものである⁽¹⁰⁾。本論文ではその構造がイメージしやすいよう、あえて FET ブリッジ方式と呼ぶこととする。

FET ブリッジ方式では図 2 (d) のように二つの FET と一つのキャパシタを用いる。D 級インバータと回路構造が非常に似ており、違いは FET ブリッジ形可変リアクタには DC 電圧源がないことであ

る。D 級インバータと同様に、上段と下段の FET を交互にオンオフし、その位相と電源電圧の位相との差によってリアクタンスを調整できる。この方式は、理論上、 $-\infty$ から ∞ まで任意のリアクタンスを実現でき、特に電圧源を基準として位相を $\pi/2$ だけずらしたとき、自動的に力率補正に適したリアクタンスに収束するという特徴がある。

この方式はその回路構造から取り扱うことのできる電力を十分に確保できるだけでなく、D 級インバータ用の IC を流用できる点もメリットと言える。一方で、FET ブリッジ方式も PWM キャパシタと同様に、動作周波数と同じ周波数でオンオフを繰り返すため、その損失と取り扱うことができる電力の大きさは動作周波数とスイッチング条件に依存する。また、PWM キャパシタと同様にスイッチング動作は高調波の発生源にもなり得る点に注意が必要である。

上述のように、トリマコンデンサ及びリアクタアレーの欠点を補う方式として、PWM キャパシタ方式と FET ブリッジ方式が台頭してきている。PWM キャパシタ方式と FET ブリッジ方式は大電力を取り扱うことができる上、連続的な可変リアクタである。図 3 に FET ブリッジ形可変リアクタを筆者が片面基板上で実装したものを示すが、この写真からも分かるとおり、ディスクリート IC を用いたとしても小形に実装することが可能である。一方で PWM キャパシタと FET ブリッジ方式はその性能が動作

図 2 可変リアクタの分類と構造の一例

周波数とスイッチング条件に依存するという欠点があり、可変リアクタの各方式は一長一短の特徴を有する。

ただし、FETブリッジ形可変リアクタにはほかの手法にはない特異な特徴がある。それはフィードバックがなくとも力率補正を実現できる点にある。繰返しとなるが、電源電圧とスイッチングの位相を $\pi/2$ ずらしておくだけで、自動的に力率補正がなされる。ほかの手法とは異なり、電流や電圧の位相を計測・フィードバックする必要がなく、システムを単純化できる点がFETブリッジ方式の最大のメリットと言える。

しかし、これまでのFETブリッジ形可変リアクタに関する研究報告はkHz帯が主であり、日本国内で磁界共振結合のワイヤレス電力伝送に割り当てられている6.78 MHzでの動作報告は非常に限定的である⁽¹²⁾。そこで次章以降では、FETブリッジ形可変リアクタの6.78 MHz動作に関して筆者が実施した実測結果も踏まえて議論する。FETブリッジ形可変リアクタの動作原理を一步深く解説するとともに、その動作原理から見えてくる高周波数動作における現状と課題を実測結果も踏まえて把握する。

4 FETブリッジ形可変リアクタの基本原理

FETブリッジ形可変リアクタの動作原理を解説し、その特徴であるフィードバックを用いずとも力率補正が実現できるメカニズムを明らかにする。

図4に示す等価回路を用いて解説する。この等価回路はFETブリッジ形可変リアクタに電源 V 及

び負荷 $R + jX$ を直列に接続した場合のみを想定しているわけではないことに注意されたい。電源 V 及び負荷 $R + jX$ は、鳳-テブナンの定理に基づき得られる、FETブリッジ形可変リアクタから見た等価電圧源及び等価直列インピーダンスを表している。

FETブリッジ形可変リアクタの動作をその一例により説明する。ここでは図4に示す吹き出しのようにワイヤレス電力伝送システムの送電器側において、可変リアクタを用いて力率補正を行う場合を取り上げる。つまり、等価直列インピーダンス $R + jX$ はワイヤレス電力伝送システムの入力インピーダンスに相当し、可変リアクタの所望のリアクタンスは $-X$ である。

FETブリッジ形可変リアクタによる力率補正の基本原理は、所望のリアクタンス $-X$ で生じる電圧降下 $-XI$ を生成することによって、 $-X$ の可変リアクタを仮想的に実現するものである。ただし、FETブリッジ形可変リアクタはD級インバータとは異なりDC電圧源が接続されていない。D級インバータではDC電圧源が接続されるため、これにより出力電圧が決定されるのに対し、FETブリッジ形可変リアクタにおけるキャパシタのDC電圧 V_{cap} は可変リアクタへの入力電流 I を整流することによって生成される。

FETブリッジ形可変リアクタの動作は等価直列インピーダンスの虚数成分 X の正負によって異なる。今回は簡単のため $X > 0$ に限定して図説する。このとき、FETブリッジ形可変リアクタは $-X$ なる容量性リアクタンスを実現すればよい。実現するリアクタンスが容量性の場合、図5に示すように、FETブリッジ形可変リアクタからの出力電圧が電

図3 FETブリッジ形可変リアクタの実装例

図4 FETブリッジ形可変リアクタによる送電器側力率補正の動作イメージ

源電圧 V より $\pi/2$ だけ位相が遅れるようゲートソース間電圧を生成する。FET ブリッジ形可変リアクタの動作はキャパシタの DC 電圧 V_{cap} がその定常状態の値 V_{th} との大小により異なるため、以下ではその各場合の動作を示す。

4.1 $V_{\text{cap}} < V_{\text{th}}$ のとき

キャパシタの DC 電圧が V_{th} にまだ達していないとき、FET ブリッジ形可変リアクタのリアクタンス X_{vr} は $-X < X_{\text{vr}} \leq 0$ であるから、 $X + X_{\text{vr}} > 0$ であり電流 I の位相は電源 V の位相よりも遅れている。FET ブリッジ形可変リアクタのキャパシタに電流が流入するのは $v_{\text{gs1}} = \text{high}$ かつ $v_{\text{gs2}} = \text{low}$ の間であり、図 5 には可変リアクタに電流が流入するところを赤、流出するところを青で示している。図 5 (a) から分かるように、電流 I の位相が電源 V の位相よりも遅れているときキャパシタに流入する電荷量は正となり、キャパシタの DC 電圧 V_{cap} は上昇を続ける。つまりこのフェーズでは FET ブリッジ形可変リアクタは整流動作を行っているものと言える。キャパシタの DC 電圧 V_{cap} は上昇を続けることにより、リアクタンス X_{vr} は所望値 $-X$ に近づいていく。

4.2 $V_{\text{cap}} = V_{\text{th}}$ のとき

キャパシタの DC 電圧が V_{th} に達したとき、定常状態となる。このとき FET ブリッジ形可変リアクタのリアクタンス X_{vr} は $X_{\text{vr}} = -X$ であるから、電流 I の位相は電源 V の位相と一致している。図 5 (b) に示すように、このときキャパシタに流入する電荷量は相殺されて 0 となり、キャパシタの DC 電圧 V_{cap} は V_{th} を維持する。

4.3 $V_{\text{cap}} > V_{\text{th}}$ のとき

キャパシタの DC 電圧が V_{th} よりも大きくなったとき、FET ブリッジ形可変リアクタのリアクタンス X_{vr} は $X_{\text{vr}} < -X$ であるから、電流 I の位相は電源 V の位相よりも進んでいる。このとき、図 5 (c) に示すようにキャパシタに流入する電荷量は負となり、キャパシタの DC 電圧 V_{cap} は下降を続ける。このフェーズでは FET ブリッジ形可変リアクタはインバータ動作を行っているものといえ、キャパシタの DC 電圧 V_{cap} が下降を続けることにより、リアクタンス X_{vr} は所望値 $-X$ に近づいていく。

上記のように、キャパシタの DC 電圧 V_{cap} は図 5 (a) の整流動作、若しくは図 5 (c) のインバータ動作を経て、最終的には図 5 (b) の定常状態で平衡値である V_{th} に収束し、このとき電源電圧 V と電流 I の位相が一致する。これは力率が 1 となっていることと等価であり、自動的に力率補正がなされていることを意味している。

今回は $X > 0$ としたため、FET ブリッジ形可変リアクタは容量性リアクタンスを実現するために電源電圧よりも $\pi/2$ だけ位相が遅れるように FET のゲートソース間電圧を生成していた。 $X < 0$ の場合には逆に電源電圧よりも $\pi/2$ だけ位相が進むように FET のゲートソース間電圧を生成することで、キャパシタの DC 電圧が平衡値に達したとき $-X$ なる誘導性リアクタンスを実現できる。また、本稿では詳細な解説を行わないが、 X の正負にかかわらず単一の位相変位のみで力率補正が可能である FET ブリッジ形可変リアクタ向け入力回路網も提案されている⁽¹³⁾。

電源電圧 V との位相差を $\pi/2$ に限定せず、より

図 5 FET ブリッジ形可変リアクタの定常状態と過渡状態における動作

一般的な動作についても概説する。図6にて解説に用いるパラメータを定義する。 T は周期、 f は動作周波数、 ϕ は電源電圧 V に対する V_{vr} の位相差である。ここではデッドタイム Δd もまた図6(a)中で定義している。デッドタイムとは Q_1 及び Q_2 の両者が共にオフとなる時間であり、これは Q_1 及び Q_2 が同時にオンとなるのを防止するとともに、後述するように損失低減の観点からも Δd は重要なパラメータである。

Δd を簡単のため0として解析すると、誌面の都合上導出過程は割愛するが、FETブリッジ形可変リアクタの動作可能範囲は $\tan^{-1}(X/R) - \pi/2 \leq \phi \leq \tan^{-1}(X/R) + \pi/2$ を満たす ϕ の範囲であり、そのときのリアクタンスは

$$X_{vr} = - \left(\frac{R}{\tan\phi} + X \right) \quad (1)$$

により記述できる。この式からも $X > 0$ のときには $\phi = \pi/2$ で $X_{vr} = -X$ であり、 $X < 0$ のときには $\phi = -\pi/2$ で $X_{vr} = -X$ となることが分かる。リアクタンス X_{vr} のダイナミックレンジを調べるため、位相 ϕ の関数としてリアクタンス X_{vr} を描画した結果を図6(b)に示す。図6(b)から、理論上は $-\infty$ から $+\infty$ まで任意のリアクタンスが実現可能であることが分かる。また、キャパシタのDC電圧の平衡値 V_{th} は

$$V_{th} = \frac{\pi|V|}{2R} |X_{vr} \sin\phi| \quad (2)$$

である。ただし V は実効値ではなく、波高値表記である。 X_{vr} が $\pm\infty$ に漸近する場合でも、 V_{th} は $\pi|V|/2$ に漸近するため、過度な電圧ストレスがかかることはない。

5

FETブリッジ形可変リアクタの6.78 MHz動作

磁界共振結合のワイヤレス電力伝送は日本国内では6.78 MHzで標準化されている⁽¹⁴⁾。FETブリッジ形可変リアクタを6.78 MHzで動作させた報告は既にあるものの⁽¹²⁾、その損失とデッドタイムなどの動作条件との関連に関する議論はこれまで報告がない。そこで、本稿では、FETブリッジ形可変リアクタの性能劣化要因について説明したのち、筆者が計測した6.78 MHzにおけるFETブリッジ形可変リアクタの実測結果を報告する。

動作周波数の上昇に伴う性能劣化要因はスイッチング損にある。動作周波数が高くなるほどFETにおけるスイッチング損が問題となることが、D級インバータの研究により知られている。FETブリッジ形可変リアクタの回路構造はD級インバータの回路構造と酷似しているため、その特性はD級インバータの知見を応用して説明できる。

スイッチング損とデッドタイムの関係について図7を用いて図説する。図5(b)の条件下で下段のFETがオンとなる際に生じるスイッチング損を例に説明する。下段のFETがオンとなる際には、オフ状態のときに寄生キャパシタンスに蓄積した電荷が、オン状態になったときにドレイン側からソースに流入することで結果として損失になる。図5(b)から分かるように、上段のFETがオンからオフとなるタイミングでは、電流は可変リアクタから流出する方向に流れているため、上段下段両者のFETがともにオフの間は寄生キャパシタンスに蓄積した電荷を抜き出す。これにより、可変リアクタの出力電圧 $v_{vr}(t)$ は減少するが、図7(a)に示すように、デッドタイムが短く電荷を抜き出し切れずに下段のFETがオンとなると、蓄えられていた電

図6 FETブリッジ形可変リアクタの理論解析

荷がドレイン側からソースに流入することで損失となる。一方でデッドタイムは長ければよいわけではなく、図 7 (b) に示すようにボディダイオードによる損失が生じる。したがって、損失を低減するためには、可変リアクタの電圧 v_{vr} が 0 となるタイミング付近でオンにしなければならない。

図 5 (b) は可変リアクタが容量性リアクタンス ($X_{vr} < 0$) を実現する場合の動作を示しているが、誘導性リアクタンス ($X_{vr} > 0$) を実現する場合には、上段の FET がオンからオフとなるタイミングでは、その電流は可変リアクタに流入する方向に流れているため、デッドタイム中に電荷を逆に蓄えてしまう。ゆえに $X_{vr} > 0$ のときには、デッドタイムは上段下段の FET が共にオンとならない限り短いほうがよく、また、スイッチング損が $X_{vr} < 0$ と比較して大きくなることから、動作周波数が高くなるほどにその損失がリアクタとしての動作の妨げにな

図 7 FET ブリッジ形可変リアクタにおけるスイッチング損

る。

上記の議論を踏まえて、6.78 MHz における FET ブリッジ形可変リアクタの実測結果を見ていきたい。図 8 に実測環境を示す。可変リアクタを構成する FET として EPC8010 を選定した。EPC8010 は GaN FET であり高周波特性に優れる。また、出力キャパシタンスが小さいことから、スイッチング損を低減できる。本実験では EPC8010 の評価基板 EPC9068 を用い、可変リアクタ及び入力電圧源を実装した。また、ゲートドライバ LM5113 への入力信号は FPGA ボード DE0 を用いて生成した。本実験において入力電圧源である EPC9068 への DC 入力電圧 V_{DC} は 10 V で固定とした。インピーダンスの計測には Tektronix 社製オシロスコープ MDO3024 及び電圧プローブ TPP0250、電流プローブ TCP0030A を用いた。計測においては誤差を最小化するために OPEN/SHORT/LOAD 補正を施した。標準 DUT (Device Under Test) には HUBER+SUHNER 社製 RF ターミネータ 65_SMA-50-0-1/111_N を使用した。

デッドタイム Δd とリアクタンス X の正負が可変リアクタの動作に与える影響を調べるため、負荷 A ($10.69-j50.28$)、負荷 B ($10.12+j50.11$) のそれぞれに対し、デッドタイムを変化させながら可変リアクタのインピーダンスを計測した。可変リアクタの損失抵抗 R_{vr} 及びリアクタンス X_{vr} の実測結果を図 9 及び図 10 に示す。リアクタンスが負である負荷 A の場合には、可変リアクタのインピーダンス Z_{vr} が理論値 ϕ によらず大きくずれており、理論どおりに動作しているとは言い難い。これは上述した損失による影響であると考えられる。図 9 (a) に

図 8 実測環境

示す損失抵抗を見ると、デッドタイムが短いほど損失抵抗も小さくなっており、これは上の議論とも一致する。それに対してリアクタンスが正である負荷 B の場合、 $\phi \geq \pi/4$ の範囲では、リアクタンス X_{vr} の値と理論値はよく一致している。また、損失抵抗 R_{vr} についても $\phi \geq 3\pi/8$ であれば、損失抵抗も比較的小さくなっており、特に力率補正に用いる $\phi = \pi/2$ においてはデッドタイム $\Delta d = 0.06T$ のときに損失抵抗 $R_{vr} = 0.60 (\Omega)$ であり、このとき可変リアクタの Q 値は約 80 である。一方で、負荷 B であっても $\phi < \pi/4$ の範囲では損失抵抗が大きく、リアクタンスも理論値とは大きくずれてしまっている。

続いて力率補正に対する性能を調べるために、 $\phi = \pi/2$ で固定し、負荷のリアクタンスを正の方向に変化させた際の損失抵抗 R_{vr} 及びリアクタンス X_{vr} を計測した。その結果を図 11 に示す。図 11 から見て取れるように、誘導性リアクタンスを打ち消す場合には、可変リアクタのリアクタンスは理論値と非常に近い傾向を示す。また、損失抵抗 R_{vr} が最小となるデッドタイムは各リアクタンス X に応じて異なっており、 X が大きくなるに従ってデッドタイムも長くなる傾向にある。これはリアクタンス X

が大きいほど、可変リアクタの出力電圧も大きくなるため、デッドタイムに抜き出さなければならない電荷量が増えるためである。

上記の実測結果より、FET ブリッジ形可変リアクタの 6.78 MHz 動作において、リアクタンス X が正でありかつ $\phi = \pi/2$ 付近である場合には、理論値に近く低損失な動作が可能であることが確かめられた。一方で、リアクタンス X が負の場合には理論値どおりの動作は得られなかった。ゆえに、6.78 MHz において力率補正に用いる際には、共振器のリアクタンスの設計値を 0 ではなくあらかじめ誘導性にしておくことによって、動作環境などの影響を受けたとしてもそのリアクタンスが負とならないように設計するのがよいものと考えられる。より汎用的な可変リアクタとして使用するためには、低損失化が最たる課題であり、今後の研究の進展が期待される。

6 可変リアクタに関する今後の研究課題

可変リアクタに関する研究の方向性として、既存の方式の低損失化以外に二つの視点を議論したい。

一つ目は新たな可変リアクタ方式の考案である。E

図 9 負荷 A (10.69-j50.28 Ω) に対する可変リアクタンスの実測値

図 10 負荷 B (10.12+j50.11 Ω) に対する可変リアクタンスの実測値

図 11 力率補正動作時における可変リアクタのインピーダンス実測値

級インバータのトポロジを応用した可変リアクタ⁽¹⁵⁾など低損失かつ高周波数動作可能な可変リアクタの研究も報告され始めているが、今のところ決定的な技術進展はなく、今後も検討が進んでいくものと考えられる。また、既存の可変リアクタを複数組み合わせるハイブリッド型可変リアクタも議論する価値があるものと筆者は考える。例えば、低損失動作の研究が先行している PWM キャパシタと、フィードバックレスで力率補正が可能な FET ブリッジ形可変リアクタとを組み合わせることにより、両者の欠点を補い合った可変リアクタを実現し得る。

もう一つの視点は受電器側の可変リアクタ制御である。受電器側で力率補正を施すためには、既存の技術では Bluetooth⁽⁹⁾ や赤外線通信⁽¹⁶⁾ などの無線通信の併用が必須であり、システムの複雑化を招くと同時に、周波数資源の有効活用という観点からも望ましくない。給電と同時に通信も行う SWIPT (Simultaneous Wireless Information and Power Transfer) 技術に基づく可変リアクタ制御や、通信を用いない受電器側自己完結型の可変リアクタ制御に関する研究が今後一層進むものと考えられ、現在筆者も FET ブリッジ形可変リアクタの通信を用いない受電器側制御の検討を進めている⁽¹⁷⁾。

7 あとがき

工場や居住空間など多様な動作環境において必要な電力を安定的に給電するための可変リアクタ技術について解説した。本論文で特に焦点を当てた FET ブリッジ形可変リアクタは、6.78 MHz 動作におけるスイッチング損など検討の余地が残されているものの、フィードバックなしで力率補正可能であるという、ほかの方式にはない特徴を有しており、より一層の研究の進展が期待される。

共振方式ワイヤレス電力伝送向け可変リアクタ

技術の研究開発は今後ますます、低損失化、高周波数動作、制御の簡素化など様々な観点から検討が進められていくことになろう。ブレークスルーを起こす新たな可変リアクタ方式が発案されることを期待するとともに、筆者自らも果敢に挑んでいきたい。

文献

- (1) N. Shinohara, "Power without wires," IEEE Microw. Mag., vol.12, no.7, pp.S64-S73, Dec. 2011.
- (2) A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J.D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljačić, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances," Science, vol.317, no.5834, pp.83-86, July 2007.
- (3) A. Trigui, S. Hached, F. Mounaim, A.C. Ammari, and M. Sawan, "Inductive power transfer system with self-calibrated primary resonant frequency," IEEE Trans. Power Electron., vol.30, no.11, pp.6078-6087, Feb. 2015.
- (4) Y. Lim, H. Tang, S. Lim, and J. Park, "An adaptive impedance-matching network based on a novel capacitor matrix for wireless power transfer," IEEE Trans. Power Electron., vol.29, no.8, pp.4403-4413, Nov. 2013.
- (5) T.C. Beh, M. Kato, T. Imura, S. Oh, and Y. Hori, "Automated impedance matching system for robust wireless power transfer via magnetic resonance coupling," IEEE Trans. Industrial Electron., vol.60, no.9, pp.3689-3698, July 2013.
- (6) J. Bito, S. Jeong, and M.M. Tentzeris, "A real-time electrically controlled active matching circuit utilizing genetic algorithms for wireless power transfer to biomedical implants," IEEE Trans. Microw. Theory Tech. vol.64, no.2, pp.365-374, Jan. 2016.
- (7) D.-H. Kim and D. Ahn, "Self-tuning LCC inverter using PWM-controlled switched capacitor for inductive wireless power transfer," IEEE Trans. Industrial Electron., vol.66, no.5, pp.3983-3992, June 2018.
- (8) W. Li, G. Wei, C. Cui, Z. Xi, and Q. Zhang, "A double side self-tuning LCC/S system using variable switched capacitor based on parameter

- recognition,” IEEE Trans. Industrial Electron., March 2020 (Early Access) .
- (9) J. Zhang, J. Zhao, Y. Zhang, and F. Deng, “A wireless power transfer system with dual switch-controlled capacitors for efficiency optimization,” IEEE Trans. Power Electron., vol.35, no.6, pp.6091–6101, Nov. 2019.
 - (10) Y. Endo and Y. Furukawa, “Proposal for a new resonance adjustment method in magnetically coupled resonance type wireless power transmission,” Proc. 2012 IEEE MTT-S IMWS-IWPT, pp.263–266, Kyoto, Japan, May 2012.
 - (11) M. Ishihara, K. Umetani, and E. Hiraki, “Impedance matching to maximize induced current in repeater of resonant inductive coupling wireless power transfer systems,” Proc. 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp.6194–6201, Portland, OR, USA, Sept. 2018.
 - (12) K. Fujiki, M. Ishihara, K. Umetani, and E. Hiraki, “Experimental verification of impedance matching method for repeater to improve spatial freedom of 6.78 MHz resonant inductive coupling wireless power transfer systems,” Proc. 2019 IEEE European Conference on Power Electron. and Appl., pp.1–10, Genova, Italy, Sept. 2019.
 - (13) 成末義哲, 川原圭博, 浅見 徹, “共振型無線電力伝送における可変リアクタンス回路に関する一検討,” 信学ソ大, BS-8-7, Sept. 2015.
 - (14) 一般社団法人電波産業会, “ワイヤレス電力伝送システム,” ARIB STD-T113 1.0 版, July 2015.
 - (15) 碓井優希, 水谷 豊, 小山哲志, 大平 孝, “E 級トポロジを用いる電子制御 ZVS 可変リアクタ回路,” 信学ソ大, B-20-4, Sept. 2020.
 - (16) A. Konishi, K. Fujiki, K. Umetani, and E. Hiraki, “Resonant frequency tuning system for repeater resonator of resonant inductive coupling wireless power transfer,” Proc. 2019 IEEE European Conference on Power Electron. and Appl., pp.1–10, Genova, Italy, Sept. 2019.
 - (17) K. Matsuura, D. Kobuchi, Y. Narusue, and H. Morikawa, “Communication-less receiver-side resonant frequency tuning method for magnetically coupled wireless power transfer systems,” Proc. 2021 IEEE Radio and Wireless Symposium, pp.108–111, San Diego, CA, USA, Jan. 2021.

(2020 年 11 月 9 日受付, 2021 年 1 月 6 日再受付)

成末義哲 (正員)

平 24 東大・工・電子情報卒. 平 29 同大学院情報理工学系研究科博士課程了. 現在, 同大学院工学系研究科講師. 博士 (情報理工学). 無線電力伝送, センサネットワーク, ‘もの’のインターネット等の研究に従事. 平 24 IEEE RWS The Second Best Student Paper Award, 平 24 電気電子情報学術振興財団原島学術奨励賞, 平 30 IEEE CCNC Best Paper Award, 令 2 ACM IMMUT Distinguished Paper Award 等各受賞. 本会無線電力伝送研究専門委員会幹事補佐, 無線通信システム研究専門委員会専門委員, 超知性ネットワーキングに関する分野横断型研究会専門委員会専門委員, IEICE Electronics Express 編集委員. IEEE, 情報処理学会各会員.