



www.ElitesJournal.ir

مجله نخبگان علوم و مهندسی

Journal of Science and Engineering Elites

ISSN 2538-581X

جلد ۲- شماره ۱- سال ۱۳۹۶



آنالیز و بهینه‌سازی بارهای الکتریکی لینک‌های اندوکتانسی برای سیستم‌های انتقال قدرت وایرلس (بی‌سیم)

عباس سلیم‌زاده

دانشجوی کارشناسی ارشد مهندسی برق-قدرت دانشگاه تربیت معلم آذربایجان

salimzadehabbas@gmail.com

ارسال: بهمن ماه ۹۵ پذیرش: اردیبهشت ماه ۹۶

خلاصه

لینک‌های اندوکتانسی در انتقال توان به صورت بیسیم به نسبت دیگر لینک‌ها کاربرد بیشتری دارند. به ویژه در انتقال توان‌های پایین و متوسط از این نوع لینک‌ها استفاده می‌شود که به عنوان مثال می‌توان به شارژر مسواک‌های شارژی و اتومبیل‌های الکتریکی اشاره کرد. تحقیقات و پیشنهادات وسیعی در زمینه بهینه سازی راندمان لینک‌های اندوکتانسی انجام شده است و تمامی نتایج برای سیستم‌های تک بار قابل اجرا می‌باشند اما در زمینه انتقال بیسیم توان برای چند مصرف کننده (Multi-User) هنوز راه درازی در پیش روی است. در این مقاله با بررسی مدار معادل یک سیستم انتقال توان برای بیش از یک بار، مقدار بهینه راکتانس (بهینه بار) برای افزایش بازده، فرمول‌بندی شده است که می‌تواند در سیستم‌های انتقال توان به چندین بار با یک ترانسمیتر به کار برده شود. به عنوان یک مثال عملی، می‌توان به یک میز شارژر اشاره کرد که قابلیت شارژ چندین وسیله الکترونیکی مانند لپ تاپ و تلفن‌های موبایل را دارد. لازم به ذکر است که برای خنثی کردن تلفات راکتیو، از رزونانس سری در هر دو سمت اولیه و ثانویه استفاده گردیده است.

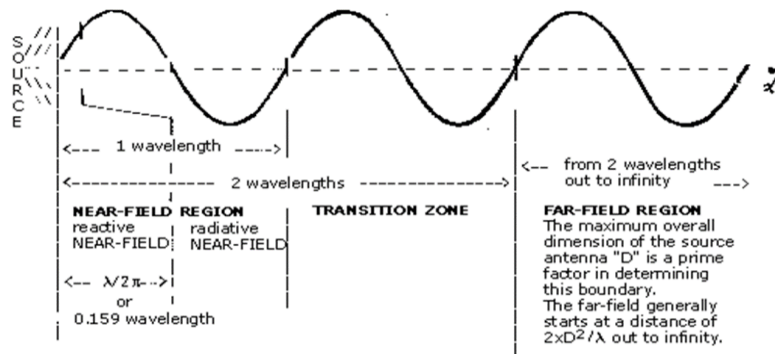
کلمات کلیدی: لینک‌های تزویجی القایی، راندمان، فرستنده، گیرنده، انتقال بیسیم توان، WPT, Inductive Links, Transmitter, Receiver, Multi-user

۱. مقدمه

بی شک نیکلا تسلا را می‌توان پیشگام صنعت انتقال توان بدون نیاز به کابل و سیم دانست. هر چند که او برای انتقال توان سعی در استفاده از میدان الکتریکی داشت اما تحقیقات و یافته‌های او سرآغاز پیشرفتهای امروزی محسوب می‌شود. با اینحال چندین دهه بعد از تسلا، جامعه علمی مجذوب ایده وی گردیده و تا به امروز تحقیقات و مقاله‌های بسیاری در این زمینه ارایه شده است. به طور کلی در دنیای متمدن امروزی روش‌های انتقال توان بیسیم در دو دسته کلی انتقال راه دور و نزدیک بر اساس فاصله از فرستنده تقسیم می‌شوند که مبنای آن با ثابت فرسنل (Fresnel parameter) تعیین می‌شود. هر دو دسته دارای مزایا و معایبی می‌باشند به طور مثال امکان انتقال توان بالا در مسافت‌های دور بسیار هزینه آور و خطرناک می‌باشد حال آنکه انتقال توان‌های پایین نیز به صرفه نیست.

$$S = \frac{D^2}{4\lambda} \quad (1)$$

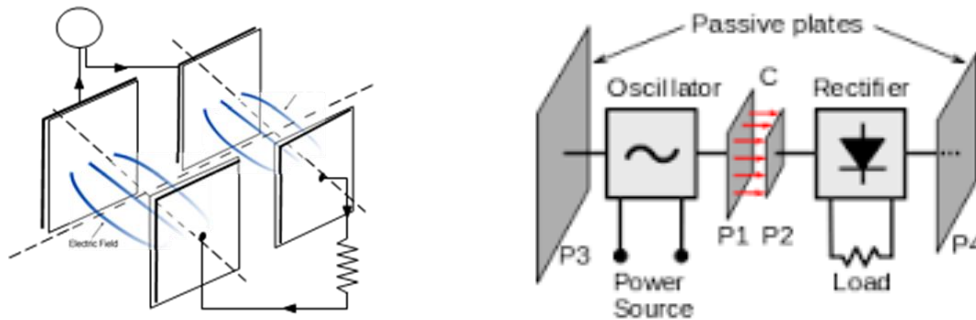
که در رابطه بالا D طول آنتن و λ طول موج می باشد.



شکل ۱- رابطه ارائه شده توسط تسلا

روشهای راه دور به علت اثر رادیواکتیو امواج الکترومغناطیس بیشتر در موارد فضایی و رادار کاربرد دارند. از جمله این روشها میتوان به لیزر و امواج مایکروویو اشاره کرد. پیشگام انتقال توان با امواج رادیواکتیو را میتوان براون (W.C.Brown) دانست. تیم تحقیقاتی وی توانستند توان الکتریکی لازم برای یک هلیکوپتر بدون سرنشین را با استفاده از امواج مایکروویو با بازده بیش از ۷۰ درصد ارسال کنند [۱].

روشهای راه نزدیک را میتوان به دو دسته کلی مغناطیسی و الکتریکی تقسیم کرد. در روش الکتریکی با استفاده از میدان الکتریکی ایجاد شده بین دو صفحه رسانا، توان الکتریکی از فرستنده که متصل به صفحه اول است، به گیرنده که متصل به صفحه دوم است انتقال داده میشود. در واقع این نوع سیستم را می توان با یک خازن بزرگ معادل سازی کرد. شکل ۲ شماتیک کلی اینگونه سیستم را نمایش میدهد [۳ و ۵].



شکل ۲- انتقال توان خازنی

روش مغناطیسی به دلایلی از قبیل امنیت بالا و انتقال بهینه توان در مسافتهای بیشتر محبوبترین متد برای انتقال بیسیم توان محسوب میشود. در این سیستم، انرژی الکتریکی توسط میدان مغناطیسی بین دو کوپل کوپل شده، منتقل میشود. از نظر الکتریکی، این سیستم را میتوان به صورت یک ترانسفورماتور بدون هسته در نظر گرفت. در این سیستم با افزایش مسافت بین دو کوپل، راندمان انتقال توان به شدت کاهش میابد چراکه کوپلینگ بین دو کوپل با افزایش مسافت کاهش میابد. معیار سنجش کوپلینگ دو کوپل را موجال اندوکتانس گویند و با M نمایش میدهند. موجال ایندوکتانس بین دو کوپل متناسب با ابعاد و فاصله کوپلها از هم میباشد و به صورت:

$$M = K\sqrt{L_1 L_2} \quad (2)$$

که: L_1 و L_2 ایندوکتانس کویلها بوده و K را ضریب کوپلینگ گویند که مقدار آن از ۰ تا ۱ بسته به میزان جفت شدن کویلها تغییر میکند.

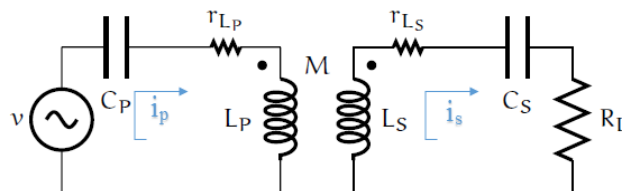
برای جبران کاهش راندمان انتقال توان در لینکهای ایندوکتانسی، وقتی فاصله کویلها از هم زیاد میشود، اخیراً روش جبران سازی با رزونانس پیشنهاد شده است که در این روش با اتصال یک خازن به هر کدام از کویلها، در مدار گیرنده و فرستنده در یک فرکانس ثابت رزونانس رخ میدهد. با رزونانس اتلاف راکتیو توان در کویلها به صفر میرسد (ایده آل) چراکه راکتانس کویل با راکتانس ناشی از خازن یکدیگر را در حالت رزونانس خنثی میکنند ($X_C = X_L$). این امکان انتقال توان بیشتر در مسافتهای طولانی تر را فراهم میکند. انواع توپولوژی های جبران سازی در مقالات بسیاری بررسی و تحلیل گردیده است. بهترین و مطلوب ترین توپولوژی حالت سری_سری رزونانس می باشد چراکه در این حالت، مقدار خازن در هر دو سمت اولیه و ثانویه مستقل از یکدیگر و بار قابل محاسبه و تعیین است [۶ و ۱۲].

در این مقاله ابتدا با بررسی دو کویل کوپل شده در رزونانس سری_سری، سعی در پیدا کردن فرمول بازده نموده سپس به روش مشابه کوپلینگ بین دو کویل مستقل از هم را با یک کویل ترانسیمتر بررسی کرده و نهایتاً یافته هایمان را برای یک سیستم با N بار تعمیم میدهیم.

۲. آنالیز کلی سیستم کوپلینگ مغناطیسی

۱.۲. سیستم با یک باز (One-receiver)

مدار معادل یک سیستم کوپلینگ مغناطیسی برای یک بار الکتریکی در شکل ۳ نمایش داده شده است. برای ایجاد رزونانس ظرفیت خازن در هر دو سمت اولیه و ثانویه $C = \frac{1}{\omega^2 L}$ انتخاب گردیده است.



شکل ۳- مدار معادل کوپلینگ یک به یک

با نوشتن KVL در هر دو حلقه داریم:

$$V = i_p r_p + j i_p X_{Lp} - j i_p X_{Cp} - j i_s X_M \quad (3)$$

$$j L i_p X_M = j i_s X_{Ls} + i_s r_{Ls} - j i_s X_{Cs} + i_s R_L \quad (4)$$

با ادغام ۳ و ۴ خواهیم داشت:

$$V = (r_p + j X_{Lp} - j X_{Cp} + \frac{X_M^2}{r_s + R_L + j X_{Ls} - j X_{Cs}})$$

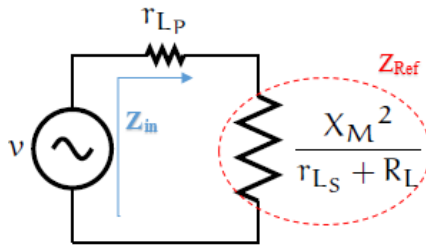
از آنجا که مقدار ظرفیت خازن بر اساس ایجاد رزونانس در مدار تعیین شده است خواهیم داشت:

$$X_{Cs} = X_{Ls} \text{ \& } X_{Cp} = X_{Lp}$$

پس:

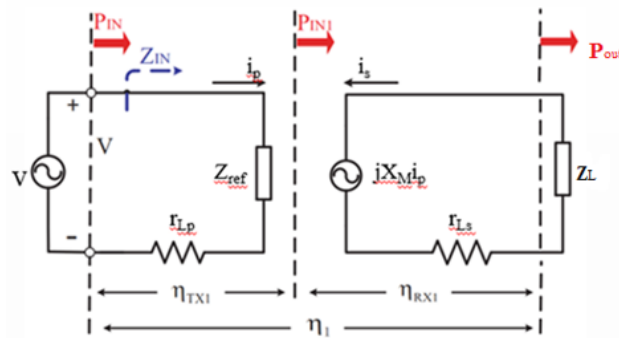
$$V = (r_p + \frac{X_M^2}{r_s + R_L}) i_p \quad (5)$$

حال اگر مدار معادل رابطه فوق را رسم کنیم مدار حاصل مطابق شکل ۴ خواهد بود:



شکل ۴- مدار معادل رابطه ۴

Z_{ref} را امپدانس انعکاسی ناشی از موچال ایندوکتانس مینامند با توجه به شکل ۴ هر چه میزان امپدانس انعکاسی بیشتر باشد، توان بیشتری را مصرف میکند که در اینجا به مفهوم انتقال توان بیشتری از ترانسیمتر به رسیور میباشد. با توجه به روابط بدست آمده می توان چنین فرض کرد که با کوپل شدن دو کوپل باهم، در حلقه اولیه یک امپدانس انعکاس می یابد در حالیکه به سبب موچال ایندوکتانس یک ولتاژ القایی در ثانویه القا می گردد. شکل ۵ مدار معادل کلی را بعد از کوپل شدن دو کوپل نمایش می دهد:



شکل ۵- مدار معادل کوپلینگ دو کوپل

با توجه به روابط ۳ و ۴ و ۵ جریانهای اولیه و ثانویه را می توان به این صورت نوشت که:

$$i_p = \left(\frac{r_{Ls} + Z_L}{r_{Lp}(r_{Ls} + Z_L) + \omega^2 M^2} \right) V_{in} \quad (6)$$

$$i_s = \left(\frac{j\omega M}{r_{Lp}(r_{Ls} + Z_L) + \omega^2 M^2} \right) V_{in} \quad (7)$$

همانطور که در شکل هم نمایش داده شده است، کل پروسه انتقال توان را میتوان به دو قسمت انتقال و تحویل تقسیم کرد. انتقال توان از اولیه به ثانویه و تحویل توان انتقال داده شده به بار. بازده هر قسمت را می توان بدین صورت نوشت:

بازده انتقال:

$$\eta_{TX} = \frac{Z_{ref}}{Z_{in}} = \frac{Z_{ref}}{r_{Lp} + Z_{ref}} = \frac{X_M^2}{r_{Lp}(r_{Ls} + Z_L) + X_M^2}$$

بازده دریافت:

$$\eta_{RX} = \frac{Z_L}{Z_S} = \frac{Z_L}{r_{Ls} + Z_L}$$

آشکار است که بازده کل خواهد بود:

$$\eta_t = \eta_{TX} * \eta_{RX} = \frac{Z_L X_M^2}{(r_{Ls} + Z_L)(r_{Lp} r_{Ls} + r_{Lp} Z_L + X_M^2)} \quad (8)$$

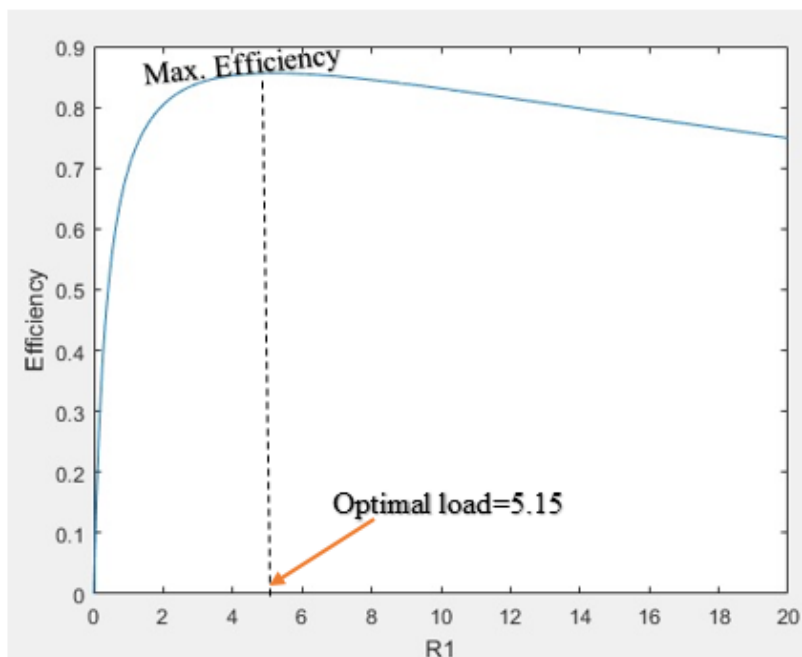
حال اگر از رابطه فوق بر حسب Z_L مشتق درجه اول بگیریم و مساوی صفر قرار دهیم می توانیم مقدار بهینه بار الکتریکی را برای داشتن بیشترین بازده حساب کنیم:

$$\frac{d\eta}{dR_L} = 0$$

مقدار بار بهینه خواهد بود:

$$Z_{Op} = r_{Ls} \sqrt{1 + \frac{\omega^2 M^2}{r_{Lp} r_{Ls}}}$$

که ω = فرکانس کاری سیستم؛ M = اندوکتانس ترکیبی (موچال اندوکتانس) دو کوئل؛ r = مقاومت داخلی کوئلهای اولیه و ثانویه میباشند با رسم نمودار رابطه ۸ بازده بر اساس بار الکتریکی، در نرم افزار متلب خواهیم داشت:



شکل ۶- نمودار بازده بر حسب تغییرات بار

حال فرض کنیم :

$$F = \sqrt{1 + \frac{X_{Mt}^2}{r_{Lp}r_{Ls}}}$$

آنگاه :

$$Z_{L\text{opt}} = F * r_{Ls} \quad (9)$$

در اینصورت مقدار ماکزیمم بازده خواهد بود:

$$\eta_{Tx} = \frac{Z_{ref}}{r_p + Z_{ref}} = \frac{X_{Mt}^2}{r_p r_s (1 + F) + X_{Mt}^2} = \frac{F - 1}{F}$$

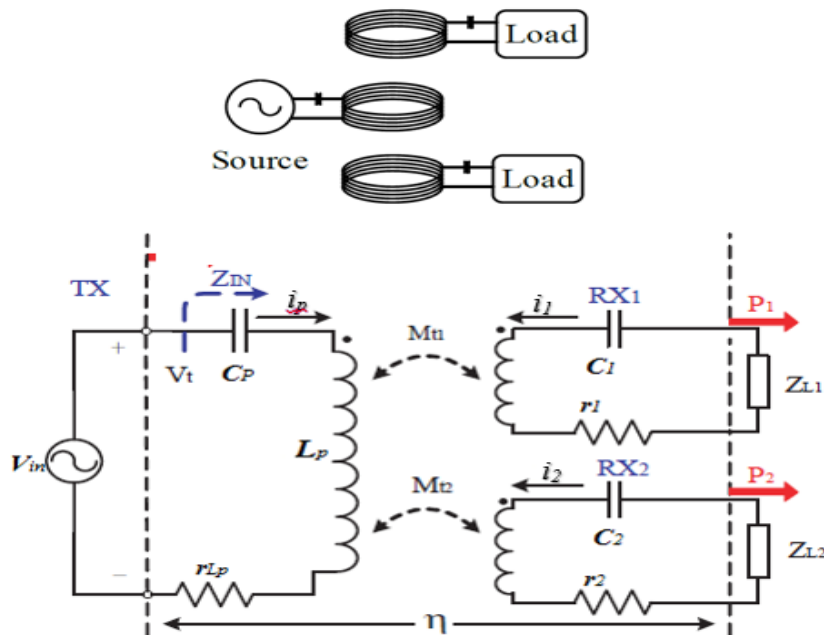
$$\eta_{Rx} = \frac{Z_L}{r_s + Z_L} = \frac{F}{F + 1}$$

نهایتاً خواهیم داشت:

$$\eta_{total\ max} = \frac{F-1}{F+1} \quad (10)$$

۲.۲. سیستم با دو بار الکتریکی (Two-Receiver)

مدار معادل یک سیستم کوپلینگ با دو بار الکتریکی در شکل ۷ نمایش داده شده است:



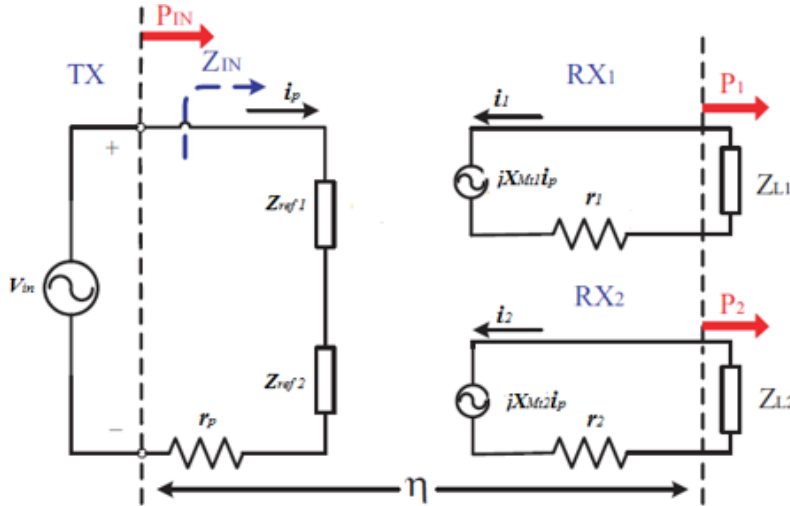
شکل ۷- مدار معادل سیستم با دو بار الکتریکی

بازهم با استفاده از معادلسازی بر اساس امیدانس انعکاسی و موجال ایندوکتانس می توانیم با محاسبه مقدار امیدانسهای انعکاسی به صورت:

$$Z_{ref1} = \frac{X_{Mt1}^2}{r_1 + Z_{L1}}$$

$$Z_{ref2} = \frac{X_{Mt2}^2}{r_2 + Z_{L2}}$$

مدار معادل هر حلقه را به صورت زیر ترسیم کرد:



شکل ۸- مدار معادل سیستم با دو بار الکتریکی

بازهم با اعمال KVL در هر مدار بطور جداگانه خواهیم داشت:

$$\begin{cases} i_p = \frac{1}{r_p + Z_{ref1} + Z_{ref2}} V_{in} = \frac{V_{in}}{Z_{in}} \\ i_1 = \frac{jX_{Mt1}}{(r_1 + Z_{L1})(r_p + Z_{ref1} + Z_{ref2})} V_{in} \\ i_2 = \frac{jX_{Mt2}}{(r_2 + Z_{L2})(r_p + Z_{ref1} + Z_{ref2})} V_{in} \end{cases}$$

جاییکه:

$$Z_{refi} = \frac{X_{Mti}^2}{r_i + Z_{Li}}$$

و

$$X_{Mti} = j\omega M_{ti} i_p \text{ for } i = 1, 2$$

بازده انتقال توان برای هر بار الکتریکی خواهد بود:

$$\eta_1 = \eta_{T1} * \eta_{R1} = \frac{Z_{L1} X_{Mt1}^2}{(r_1 + Z_{L1})^2 (r_p + \sum_{k=1}^2 Z_{refk})}$$

$$\eta_2 = \eta_{T2} * \eta_{R2} = \frac{Z_{L2} X_{Mt2}^2}{(r_2 + Z_{L2})^2 (r_p + \sum_{k=1}^2 Z_{refk})}$$

و نهایتاً بازده کل سیستم خواهد بود:

$$\eta_{\text{total}} = \eta_1 + \eta_2 = \sum_{i=1}^2 \eta_i = \sum_{i=1}^2 \frac{Z_{Li} X_{Mti}^2}{(r_i + Z_{Li})^2 (r_p + \sum_{k=1}^2 Z_{refk})}$$

برای یافتن مقادیر بهینه بارهای الکتریکی از رابطه بازده کل نسبت به Z_1 و Z_2 به طور جداگانه مشتق میگیریم و مساوی صفر قرار میدهیم:

$$\frac{d\eta_{\text{total}}}{dZ_{Li}} = 0 \quad (i = 1, 2)$$

خواهیم داشت:

$$Z_{\text{Lopt}1} = r_1 \sqrt{1 + \frac{X_{Mt1}^2}{r_p r_1} + \frac{X_{Mt2}^2}{r_p r_2}}$$

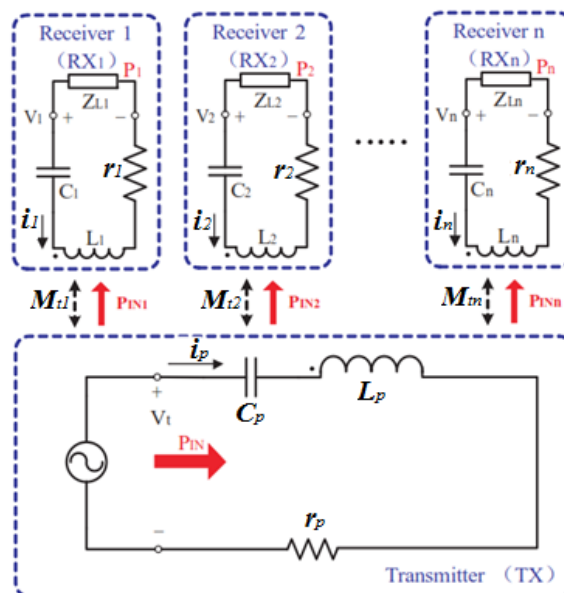
$$Z_{\text{Lopt}2} = r_2 \sqrt{1 + \frac{X_{Mt1}^2}{r_p r_1} + \frac{X_{Mt2}^2}{r_p r_2}}$$

اگر $F = \sqrt{1 + \frac{X_{Mt1}^2}{r_p r_1} + \frac{X_{Mt2}^2}{r_p r_2}}$ فرض کنیم بازهم خواهیم داشت:

$$\eta_{\text{total max}} = \frac{F - 1}{F + 1} \quad (11)$$

۳.۲. حالت کلی سیستم برای n بار الکتریکی

مدار یک سیستم انتقال توان بدون سیم برای n تعداد بار الکتریکی در شکل ۹ نمایش داده شده است:



شکل ۹- سیستم انتقال توان بر اساس ایندوکتانس کوپلینگ

به روش مشابه با زهم با نوشتن KVL برای هر حلقه به صورت جداگانه می توانیم ماتریس سیستم را به این صورت تعریف کرد:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \\ V_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & \cdots & \cdots & 0 & j\omega M_{t1} \\ 0 & r_2 & \cdots & \cdots & 0 & j\omega M_{t2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & r_n & j\omega M_{tn} \\ j\omega M_{t1} & j\omega M_{t2} & \cdots & j\omega M_{tn} & r_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \\ i_p \end{bmatrix} \quad (12)$$

بازده انتقال سیستم برای i امین بار خواهد بود:

$$\eta_{Txi} = \frac{X_{Mti}^2}{(r_i + Z_{Li})(r_p + \sum_{k=1}^n Z_{refk})}$$

و بازده کل سیستم نیز خواهد بود (روش محاسبه مشابه موارد قبل):

$$\eta_{total} = \sum_{i=1}^n \eta_i = \sum_{i=1}^n \frac{Z_{Li} X_{Mti}^2}{(r_i + Z_{Li})^2 (r_p + \sum_{k=1}^n Z_{refk})}$$

با مشتق گیری از رابطه به صورت جداگانه نسبت به بار های الکتریکی و مساوی قرار دادن نتایج با صفر، مقدار بهینه هر بار به صورت زیر محاسبه خواهد شد:

$$Z_{Lopti} = r_i \sqrt{1 + \sum_{i=1}^n \frac{X_{Mti}^2}{r_p r_i}} \quad i \in [1, 2, \dots, n]$$

بازهم اگر $F = \sqrt{1 + \sum_{i=1}^n \frac{X_{Mti}^2}{r_p r_i}}$ فرض کنیم مقدار ماکزیمم بازده کل سیستم خواهد بود:

$$\eta_{total\ max} = \frac{F - 1}{F + 1} \quad (13)$$

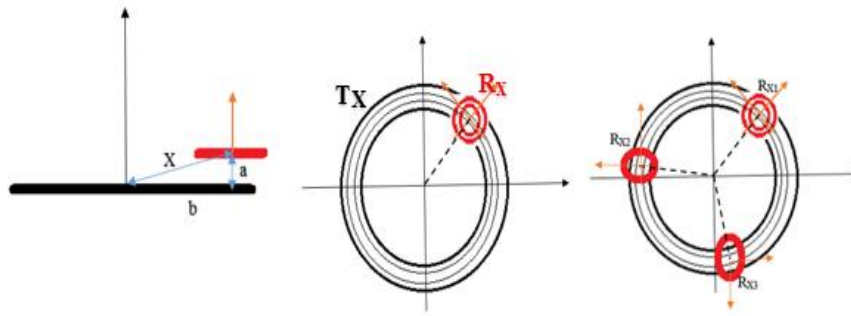
همانطور که در بالا هم دیده شده با اعمال مقدار بهینه بار در یک سیستم انتقال توان و ایرلس همیشه توان ماکزیمم را می توان بدست آورد. در بخش بعدی چگونگی بهبود توان انتقالی با بهینه سازی بار را توسط یک مثال عددی بررسی خواهیم کرد.

۳. مثال عددی و محاسبات مقادیر

جهت بررسی صحت موارد بحث شده در بالا، یک سیستم اینداکتیو کوپلینگ با سه گیرنده متصل به بارهای الکتریکی مختلف با مشخصات جدول ۱ را در نظر میگیریم، جهت راحتی محاسبات فرض کنید بارهای متصل به گیرنده ها مقاومتی خالص بوده و به ترتیب عبارت باشند از: $R_3=5\Omega$ ، $R_2=2\Omega$ $R_1=1\Omega$ (ایده آل) در اکثر سیستمهای انتقال قدرت و ایرلس از کوپلهای Flat spiral استفاده میشود مخصوصا در شارژر های و ایرلس. چراکه با حجم کم اندوکتانس مطلوب را فراهم میکنند. لازم به ذکر است که جهت جلوگیری از کوپلینگ کوپلهای گیرنده، آنها باید به اندازه کافی از هم فاصله داشته باشند. در این مثال الگوی قرار گرفتن کوپلهای در شکل ۱۰ نشان داده شده است.

جدول ۱- مشخصات کوپل های سیستم

	کوپل کوچک	کوپل بزرگ
اندوکتانس	$L_s = 20\mu H$	$L_p = 20\mu H$
مقاومت داخلی	$r_s = 0.4\Omega$	$r_p = 2\Omega$



شکل ۱۰- الگوی قرار گیری کویلها

با استفاده از روابط بدست در بخش ۲، بازده سیستم و بازده انتقال توان به هر بار خواهد بود:

$$\eta_1 = \frac{R_1 \omega^2 M^2}{(r_s + R_1)^2 Z_{in}} = 0.38 = 38\%$$

$$\eta_2 = \frac{R_2 \omega^2 M^2}{(r_s + R_2)^2 Z_{in}} = 0.26 = 26\%$$

$$\eta_3 = \frac{R_3 \omega^2 M^2}{(r_s + R_3)^2 Z_{in}} = 0.13 = 13\%$$

$$\eta_{total} = 0.77 = 77\%$$

و بازده کل سیستم خواهد بود:

حال همین سیستم را با تغییر مقدار بارها به مقدار بهینه شان بررسی خواهیم کرد:

$$R_{opt} = r_s \sqrt{1 + \sum_{i=1}^n \frac{X_{Mti}^2}{r_p r_i}} = 8.9 \Omega$$

با انجام محاسبات برحسب بهینه بارها خواهیم داشت:

$$\eta_1 = \eta_2 = \eta_3 = 0.304 = 30.4\%$$

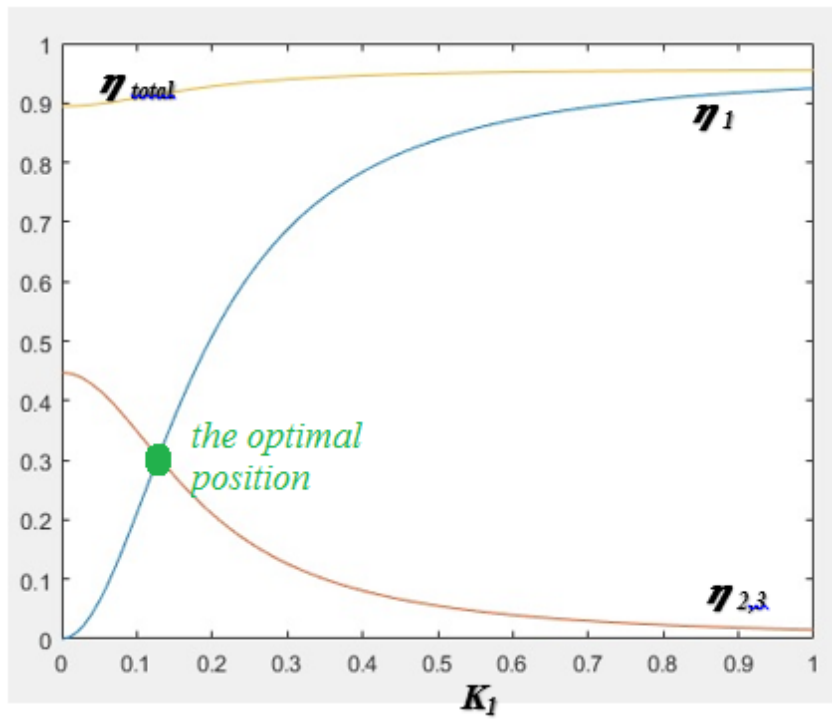
و در این وضعیت بازده کل سیستم خواهد بود:

$$\eta_{total} = 3 * 0.304 = 0.91 = 91\%$$

۴. نتیجه گیری

نتایج بدست آمده در این تحقیق را می توان به ترتیب زیر بیان کرد:

۱. با بهینه کردن بار الکتریکی در یک سیستم انتقال توان و ایرلس، به مقدار قابل توجهی بازده سیستم بهبود پیدا خواهد کرد
۲. با بهینه سازی بار، بازده انتقال توان به هریک از بارها با دیگر بارها مساوی بوده و بازده کل سیستم حتی با تغییر مکان بارها تغییر پیدا نخواهد کرد این مساله را با رسم گراف بازده در حین تغییرات مکان یکی از بارها در شکل ۱۰ نمایش داده شده است. بدیهی است که با تغییر مکان بار مقدار موجال اندوکتانس بین کویل بار با ترانسیمتر اصلی تغییر میکند به طبع میزان توان انتقالی به آن بار نیز تغییر خواهد کرد ولی میزان بازده کل سیستم تقریباً ثابت میماند:



شکل ۱۱- تغییرات بازده ها وقتی R1 از دور به سمت مرکز ترانسسمیتر جابجا می شود

۵. مراجع

1. W. C. Brown. The history of power transmission by radio waves. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 32(9):1230 – 1242, Sept. 1984.
2. L. J. Chen, W. I. S. Tong, B. Meyer, A. Abdolkhani, and A. P. Hu. A contactless charging platform for swarm robots. In *IEEE 37th Annual Conference on Industrial Electronics Society IECON*, pages 4088 – 4093, Nov. 2011.
3. N. Shinohara, “Power without wires,” *IEEE Microw. Magazine*, vol. 12, no. 7, pp. S64–S73, 2011.
4. 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, 2007.
5. C.-S. Wang, O. H. Stielau, and G. A. Covic, “Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger,” *IEEE Trans. Ind. Electron.* vol. 52, no. 5, pp. 1308–1314, 2005.
6. A. P. Hu, *Wireless/Contactless Power Supply:-Inductively coupled resonant converter solutions*. Saarbrucken, Germany: VDM Publishing, 2009.
7. M. Budhia, G. A. Covic, and J. T. Boys, “Design and optimization of circular magnetic structures for lumped inductive power transfer systems,” *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 26, no. 11, pp. 3096–3108, 2011.
8. W. Zhang, S.-C. Wong, C. Tse, and Q. Chen, “Design for efficiency optimization and voltage controllability of series-series compensated inductive power transfer systems,” *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 29, no. 1, pp. 191–200, 2014.
9. “Improving the effectiveness, flexibility and availability of spectrum for short range devices,” in Document RAG07-1/17-E,,Radio communication Advisory Group, International Telecommunication Union, 2007.
10. S. Hui, W. Zhong, and C. Lee, “A critical review of recent progress in mid-range wireless power transfer,” *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 29, no. 9, pp. 4500–4511, 2014.
11. W. Zhong, X. Liu, and S. R. Hui, “A novel single-layer winding array and receiver coil structure for contactless battery charging systems with free-positioning and localized charging features,” *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 4136–4144, 2011.
12. Z. N. Low, R. A. Chinga, R. Tseng, and J. Lin, “Design and test of a high-power high-efficiency loosely coupled planar wireless power transfer system,” *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 56, no. 5, pp. 1801–1812, 2009.
13. B. Choi, J. Nho, H. Cha, T. Ahn, and B. Choi, “Design and implementation of low-profile contactless battery charger using planar printed circuit board windings as energy transfer device,” *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 51, no. 1, pp. 140–147, 2004.
14. A. P. Sample, B. H. Waters, S. T. Wisdom, and J. R. Smith, “Enabling seamless wireless power delivery in dynamic environments,” *Proc. IEEE*, vol. 101, no. 6, pp. 1343–1358, Apr. 2013.
15. T. P. Duong and J.-W. Lee, “Experimental results of high-efficiency resonant coupling wireless power transfer using a variable coupling method,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, no. 8, pp. 442–444, 2011.
16. A. Reza Reisi, M. Hassan Moradi, and S. Jamasb, “Classification and comparison of maximum power point tracking techniques for photovoltaic system: A review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 19, pp. 433–443, 2013.