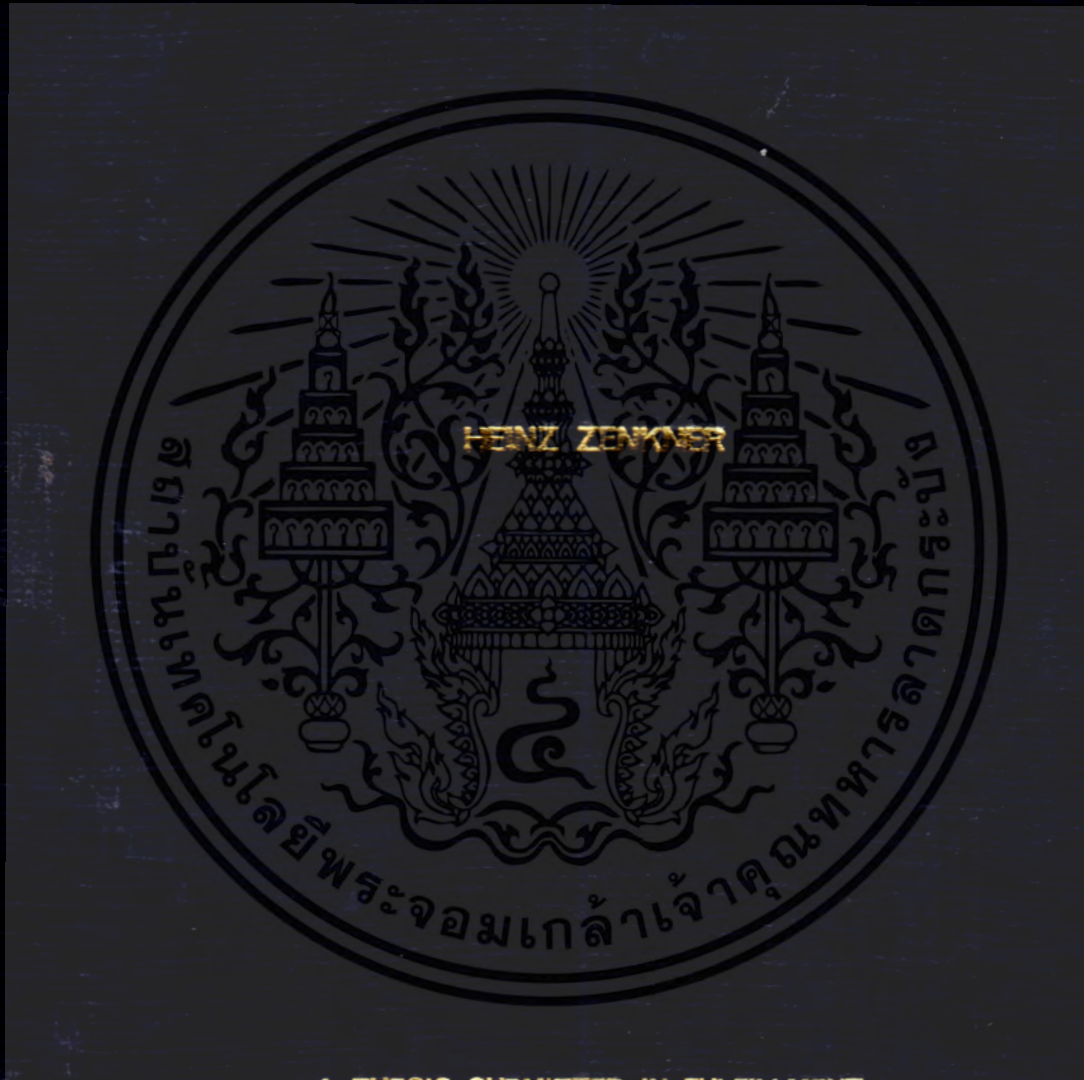


**HIGH POWER DENSITY AND EFFICIENT WIRELESS POWER TRANSFER BY
RESONANCE COUPLING**



**A THESIS SUBMITTED IN FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
DOCTORAL OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2016

KMITL-2016-EN-D-018-028

HIGH POWER DENSITY AND EFFICIENT WIRELESS POWER TRANSFER BY
RESONANCE COUPLING



E078006



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน...078006
วัน,เดือน,ปี...24...11...255๙

12815536

A THESIS SUBMITTED IN FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
DOCTORAL OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2016
KMITL-2016-EN-D-018-028

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2016





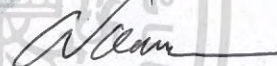
FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

THESIS CERTIFICATION
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

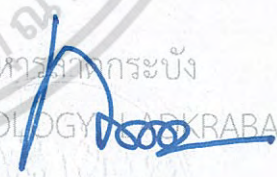
Thesis Title High Power Density and Efficient Wireless Power Transfer
 by Resonance Coupling
Student Mr. Heinz Zenkner
Student Id. 51060001
Degree Doctor of Engineering
Program Electrical Engineering
Thesis Advisor Assoc. Prof .Dr. Werachet Khan-ngern
Thesis Reference Number KMITL-2016-EN-D-018-0-28

EXAMINERS		SIGNATURES
Dr. Sompob	Polmai	
Assoc. Prof. Dr. Somyot	Kiatwanidvilai	
Assoc. Prof. Dr. Viboon	Chunkag	
Asst. Prof. Dr. Siridech	Boonsang	
Assoc. Prof .Dr. Werachet	Khan-ngern	

Date 15th Febuary 2016 **Time** 10.00-12.00

Place His Majesty the King's 80th Birthday Anniversary Bulding , HM-204

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG


 (Assoc. Prof. Dr. Komsan Maleesee)
 Dean, Faculty of Engineering
 15th February 2016

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การส่งจ่ายพลังงานที่มีความหนาแน่นสูงแบบไร้สายอย่างมีประสิทธิภาพด้วยหลักการเชื่อมโยงเรโซแนนซ์
นักศึกษา	นายไอนซ์ เซงค์เนอร์
รหัสประจำตัว	51060001
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2559
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ. ดร. วีระเชษฐ์ ชันเงิน

บทคัดย่อ

บทความฉบับนี้นำเสนองานวิจัยที่มุ่งเน้นในการพิสูจน์ถึงความเป็นไปได้ในการส่งจ่ายพลังงานผ่านทางอากาศ ด้วยการออกแบบให้ตรงกับความต้องการทั่วไป คือ ทำให้มีขนาดเล็กลง น้ำหนักเบา ผสมกับการส่งจ่ายพลังงานที่ดี งานวิจัยชิ้นนี้ไม่ได้เพียงแค่แสดงถึงความเป็นไปได้ในการส่งจ่ายพลังงานผ่านทางอากาศเท่านั้นแต่ยังพิจารณาถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับร่างกายของมนุษย์ เพื่อให้มีความปลอดภัยต่อผู้ใช้งาน เนื้อหางานวิจัยได้อธิบายถึงการออกแบบระบบด้วยวิธีการสร้างท่อส่งเสมือนจากผลของเรโซแนนซ์ (Resonance tunnel effect) และการแมทซ์อิมพีแดนซ์ (Matching impedance) ด้วยวงจรแปลงกำลังงานหลายชั้น (Multi-stage converter) การส่งจ่ายพลังงานสามารถทำได้ถึง 180 วัตต์ที่ความถี่ 6.78 MHz และที่ระยะห่าง 30 – 80 มิลลิเมตร ซึ่งผลการทดสอบพิสูจน์ให้เห็นถึงประสิทธิภาพในการส่งจ่ายพลังงานสูงถึงประมาณ 88 เปอร์เซ็นต์ และค่าพลังงานหนาแน่นอยู่ที่ 32 วัตต์/ตารางเซนติเมตร นอกจากนี้การวิจัยนี้สามารถประยุกต์ใช้ในการส่งกำลังไฟฟ้าจากน้ำสู่อากาศได้ทั้งในน้ำออสโมซิสแบบย้อนกลับและน้ำเค็มด้วยการหาสมรรถนะการส่งกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	High power density and efficient wireless energy transfer by resonance coupling
Student	Heinz Zenkner
Student ID,	51060001
Degree	Doctoral of Engineering (Electrical Engineering)
Program	Electrical Engineering
Year	2016
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Werachet Khan-ngern

ABSTRACT

This thesis presents the research focusing on the possibility to transmit power via the air. The ubiquitous edge requires a smaller size, lower weight with a good energy on-board management. This work shows not only the possibility of wireless power transfer, but also the biological effect is taken into account for the safety precaution of human use. The system is described and set up using the evanescent wave effect and for a high efficiency an impedance matching transformer for multi-stage converting systems. The transmitting power up to 180 W is applied at a frequency of 6.78 MHz across a gap in the range of 30 mm to 80 mm. The experimental results show that the maximum efficiency achieved is about 88%. The maximum transmitted power density achieved is up to 32 W/cm². Additionally in an application research the wireless power transfer from water to air has been set up to identify the influence of reverse osmosis and salted water to the transfer performance.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Keywords

Wireless power transmission

Evanescent wave coupling

Resonance coupling

ICNIRP limits

Power density

EMF restrictions

Complex permeability

Matching impedance

Inductive losses

Efficiency

Transmission damping in water



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Acknowledgement

I would like to express my deep and sincere appreciation to Assoc. Prof. Dr. Werachet Khan-ngern, my academic advisor of this project. His extensive knowledge and insightful thinking inspired the fundamental concept of this thesis.

Heinz Zenkner



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Contents

	Pages
Abstract in Thai.....	I
Abstract in English.....	II
Keywords.....	III
Acknowledgement.....	IV
Content.....	V
List of figures and tables.....	VIII
Chapter 1 Introduction	
1.1 Background of research.....	1
1.2 Why is wireless power transmission interesting.....	2
1.3 EMC Comparison to previous works and methods.....	2
1.4 Objective of this research.....	4
1.5 Scope of this research.....	4
1.6 Research methodology.....	5
Chapter 2 Basic research and analysis	
2.1 Literature review and mathematical considerations.....	6
2.2 EMC and EMF considerations.....	11
2.3 Proposed principle of wireless power transmission,technical specification.....	14
2.4 Selection of Ferrite material.....	16
2.5 Transformer investigations.....	21
2.5.1 Basic investigation.....	21
2.5.2 Half rings for Transmitter and Receiver, without resonance.....	26
2.5.3 Half rings for Transmitter and Receiver, with resonance.....	27
2.6 Summary of the basic research and conclusion.....	31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Chapter 3 Proposed system and its` design and optimization

3.1	Proposal of the system and further concept.....	32
3.2	Performance of the system.....	32
3.2.1	At the transmitter.....	35
3.2.2	At the receiver.....	36
3.2.3	At the secondary of transformer.....	36
3.3	Performance analysis.....	37
3.4	Increasing of efficiency by reduction of losses.....	39
3.4.1	At the transmitter.....	39
3.4.2	At the receiver.....	42
3.4.3	Calculation of the efficiency.....	44
3.4.4	Variation of different wire material at the transmitter inductance.....	45
3.4.4.1	2mm Litz with 7 turns on two half toroids.....	47
3.4.4.2	Litz 1.2mm with 20 turns on one half toroid.....	51
3.4.4.3	Self made Litz 5x0.5mm Cu on two half toroids.....	52
3.4.4.4	Reverse calculation of the receiver circuit.....	57
3.4.4.5	Optimization of the Litz wire.....	58
3.4.4.6	Investigation of core losses, wire losses and impedance matching by use of “Big Half Rings” and variation of turns and twisting.....	66
3.5	Increasing the transmission power.....	72
3.5.1	The RF power amplifier.....	72
3.5.2	Which capacitor is the best.....	73
3.5.3	Optimizing the transmitter capacitor.....	78

Chapter 4 Measurement results and calculation of key parameters

4.1	Impedance calculation.....	93
4.1.1	Impedance of the transmitter.....	93
4.1.2	Impedance at the receiver.....	94

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2.1 Receiver with rectifier and bulk capacitor.....	94
4.1.2.2 Receiver without rectifier.....	96
4.1.2.3 With transformer but without bridge rectifier.....	97
4.1.3 Transmitter impedance in dependence of distance.....	98
4.1.4 Evaluation of dependence between distance transmitter – receiver and transmitter circuit resonance frequency.....	101
4.2 Efficiency, calculation and measurement.....	104
4.3 Efficiency in dependence of the angle alignment.....	107
4.4 Power - Efficiency relations and precise measurements.....	109
4.4.1 Test set up - decoupling factor of the directional coupler.....	109
4.4.2 Power efficiency calculation.....	111
4.5 Transmitted distance.....	116
4.6 Power density.....	118
Chapter 5 Examples of applications	
5.1 Wireless power transmission “Evaluation Board”.....	119
5.2 Show project, integration of the receiver module into an appliance.....	126
5.3 Application of transmission from water to air.....	132
5.4 Show project, driving a lamp.....	141
5.5 Show project, Trike with wireless charging module.....	141
Chapter 6 Conclusion	
6.1 Key parameters.....	143
6.2 How to continue.....	145
Annex 1	
References.....	VIII
Authors Biography.....	XI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

List of Figures and Tables

Figure	Page
Figure 1.1: Atmospheric attenuation of radio waves by oxygen and water vapour.	3
Figure 2.1: Schematic representation of quantum tunnelling through a barrier. The energy of the tunnelled particle is the same, only the quantum amplitude (and hence the probability of the process) is decreased.	11
Figure 2.2: ITU ISM frequencies according to CISPR 11	12
Figure 2.3: ICNIRP limits of magnetic flux density exposure to human body.	13
Figure 2.4: Transmitter and receiver location on non-metallic table.	15
Figure 2.5: Block diagram of the system.	16
Figure 2.6: Permeability of different ferrite materials.	17
Figure 2.7: Complex permeability as a function of frequency.	18
Figure 2.8: Basic parameters of the ferrite toroid.	21
Figure 2.9: Impedance and phase response of the ferrite toroid TX36/23/15 with the material 4C65.	22
Figure 2.10: Set-up for the test of the frequency behaviour of the ferrite toroid and schematic of the EUT circuitry.	23
Figure 2.11: Set-up of the circuit according to figure 2.10 . The circuit is loaded with a 100 Ohm resistor	24
Figure 2.12: Relation between the signal frequency and the DC output voltage.	24
Figure 2.13: Impedance and phase response of the ferrite toroid in the range between 5 MHz and 20 MHz and the corresponding equivalent	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

circuit diagram.	25
Figure 2.14: Test set-up for investigating the air gap (distance) between transmitter and receiver.	26
Figure 2.15: Output voltage, output power and attenuation in dependence of inductance distance.	27
Figure 2.16: Transmitter resonance circuit.	28
Figure 2.17: Receiving resonance circuit with bridge rectifier load.	28
Figure 2.18: Test set-up with serial transmitter resonance and serial receiver resonance (variable capacitor).	29
Figure 2.19: Circuit diagram and set up of the transmission – receiving system With a decoupling transformer.	30
Figure 3.1: Overview of the concept for wireless power transmission	32
Figure 3.2: Test set-up with reduced distance of 30 mm between the interface ferrites and optimized number of turns	33
Figure 3.3a, b: Circuit diagram and prototype of the optimized system with a decoupling transformer	34
Figure 3.4: Directional coupler with the outputs A (transmitted power) and B (reflected power)	35
Figure 3.5: Signals at directional coupler	35
Figure 3.6: Signal (effected by the capacitive load of the probe) at the receiver coil	36
Figure 3.7: Signal at secondary side of transformer (2V/div, 10Vss)	37
Figure 3.8: Performance in dependence of the load	37
Figure 3.9: System performance at various loads	38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 3.10: Circuit diagram of the transmitter circuit with a sense resistor	39
Figure 3.11: Specification of NiZn ferrite 4C65	40
Figure 3.12: Use of two ferrite half toroids to double the volume of the transmitter core	41
Figure 3.13: Splitted transmitter capacitance	42
Figure 3.14: Schematic diagram of the receiver circuit with DC/DC converter (5 V)	43
Figure 3.15: Example of increasing the “diameter” of the wire	47
Figure 3.16: 7 turns \varnothing 2 mm litz on two half toroids with C = 160 pF serial capacitance	48
Figure 3.17: Test set-up with 7 turns \varnothing 2 mm litz	49
Figure 3.18: Shape of the input voltage at transmitter inductance, distance transmitter – receiver: 1 cm.	49
Figure 3.19: Shape of the input voltage at transmitter inductance, distance transmitter – receiver: 2 cm.	50
Figure 3.20 : Shape of the input voltage at transmitter inductance, distance transmitter – receiver: 3 cm.	50
Figure 3.21: Shape of the input voltage at transmitter inductance, distance transmitter – receiver: 5 cm.	51
Figure 3.22: 20 turns \varnothing 1.2 mm litz on one half toroid.	51
Figure 3.23: System with transmitter inductance with a litz wire and a metal plate for adjustment of the matching.	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 3.24: Set-up of the optimized transmitter inductance with “self made” litz.	52
Figure 3.25: Contactless temperature measurement of core and coil.	53
Figure 3.26: Coil and core temperatures of the optimized transmitter inductance	53
Figure 3.27: Set-up with metal plate which adjusts the matching	54
Figure 3.28: Circuit diagram of the receiver inductance with matching transformer	55
Figure 3.29: test set-up to establish the resonance curve of the circuit	56
Figure 3.30: Resonance curve of the receiver unit	56
Figure 3.31: Cross sectional area of a litz wire, showing the loss of space copper if compared to a solid wire	58
Figure 3.32: Types of eddy-current effects in litz wire	58
Figure 3.33: Coil with litz 16 x 0.1 mm, 19 turns	61
Figure 3.34: Litz wire with 16 strands 0.1mm	61
Figure 3.35: Litz 7x 0.5 mm.	62
Figure 3.36: Layers for the 7-strand litz coil	62
Figure 3.37: Transmitter coil with 1½ layers 7x 0.5 mm, back view	62
Figure 3.38: Transmitter coil with 1½ layers 7x 0.5 mm, front view	63
Figure 3.39: Test set-up with 7-strands transmitter coil	64
Figure 3.40: Arrangement of the transmitter capacitors	65
Figure 3.41: 7x 0.5 mm litz transmitter coil, tighter twisting of litz	65
Figure 3.42: 7x 0.5 mm litz transmitter coil, serial capacitor arrangement	66

Figure 3.43: Set up of system with “big” ferrite half rings	67
Figure 3.44: Set-up with new coils and “big” ferrite half rings	69
Figure 3.45: Distance between coils: 6 cm	69
Figure 3.46: Transmitter coil with 7x1mm strands	70
Figure 3.47: Receiver coil, reduced number of turns	70
Figure 3.48: Transformer with new coils	71
Figure 3.49: Rectifier and capacitive stabilization module	71
Figure 3.50, 3.51: RF power amplifier AR 250 L with an output power of 250 W	72
Figure 3.52: Dielectric Constant ϵ_r , Dissipation Factor DF and Break down Strength V_b of selected materials	77
Figure 3.53: Corona discharge at glass capacitor	81
Figure 3.54: Damaged capacitor because of corona discharge	82
Figure 3.55: Schematic diagram for measurement of the voltage level at the transmitter capacitor and the voltage levels in dependence of the input power.	82
Figure 3.56 Schematic diagram for measurement fo the voltage level at the transmitter capacitor and the voltage levels in dependence of the input receiver	83
Figure 3.57: Test set-up for measuring the voltage at the capacitor	83
Figure 3.58: Voltage divider to measure the voltage at the capacitor	84
Figure 3.59: Variable vacuum capacitor, 4 – 100 pF	85

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 3.60: Fixed vacuum capacitor with air trimmer in parallel	87
Figure 3.61: MICA capacitor in parallel with the air trimmer	88
Figure 3.62: 4 ser/par switched capacitors to distribute the energy and reduce the losses	89
Figure 3.63: Results of the series measurements of input power in dependence of the efficiency	91
Figure 3.64: Trace of the input power in dependence of the efficiency.	91
Figure 4.1: Measurement set-up at transmitter	94
Figure 4.2: Measurement set-up at receiver	95
Figure 4.3: Measurement set-up at receiver without rectifier/bulk capacitor	96
Figure 4.4: Measurement set-up at receiver with open “loaded” matching transformer	97
Figure 4.5: Impedance in dependence of the transmitter – receiver distance	98
Figure 4.6: Diagram of the transmitter impedance in dependence of the distance between	99
Figure 4.7: Test set up for the evaluation of parasitic resonance frequencies of the system	101
Figure 4.8: Serial “resonance” voltage level in dependence of the distance between transmitter and receiver.	102
Figure 4.9: Series resonances of the transmitter circuit at distance $d = 0$.	103
Figure 4.10: Set-up of the receiver circuit for measurement of the efficiency	104
Figure 4.11: Specification of the used ferrite half rings (split toroid)	105

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 4.12: Implemented sense resistor in transmitter circuit	107
Figure 4.13: Influence of angle alignment to efficiency	107
Figure 4.14: Influence of meal shields in different positions	108
Figure 4.15: Precision power meter (mill volt meter with insertion units)	109
Figure 4.16: Test set-up for establishing of the decoupling factor of the directional coupler	110
Figure 4.17: Test set-up for the precise measurements of the system efficiency	112
Figure 4.18: Schematic diagram of the power transmission system	113
Figure 4.19: Measurement test set-up for efficiency tests	114
Figure 4.20: Set-up of wireless power transmission system with variable capacitors	115
Figure 4.21: Transmitter set-up	115
Figure 4.22: Transmitter coil, close up of turns	116
Figure 4.23: The relation of magnetic filed and the near field distance	117
Figure 4.24: The comparison between the measured and theoretical results	117
Figure 4.25: Cross section area of the transmitting and receiving core	118
Figure 5.1: Top view of whole system	120
Figure 5.2: Side view of whole system	120
Figure 5.3: Transmitter circuit	121
Figure 5.4: Receiver circuit with transformer	121

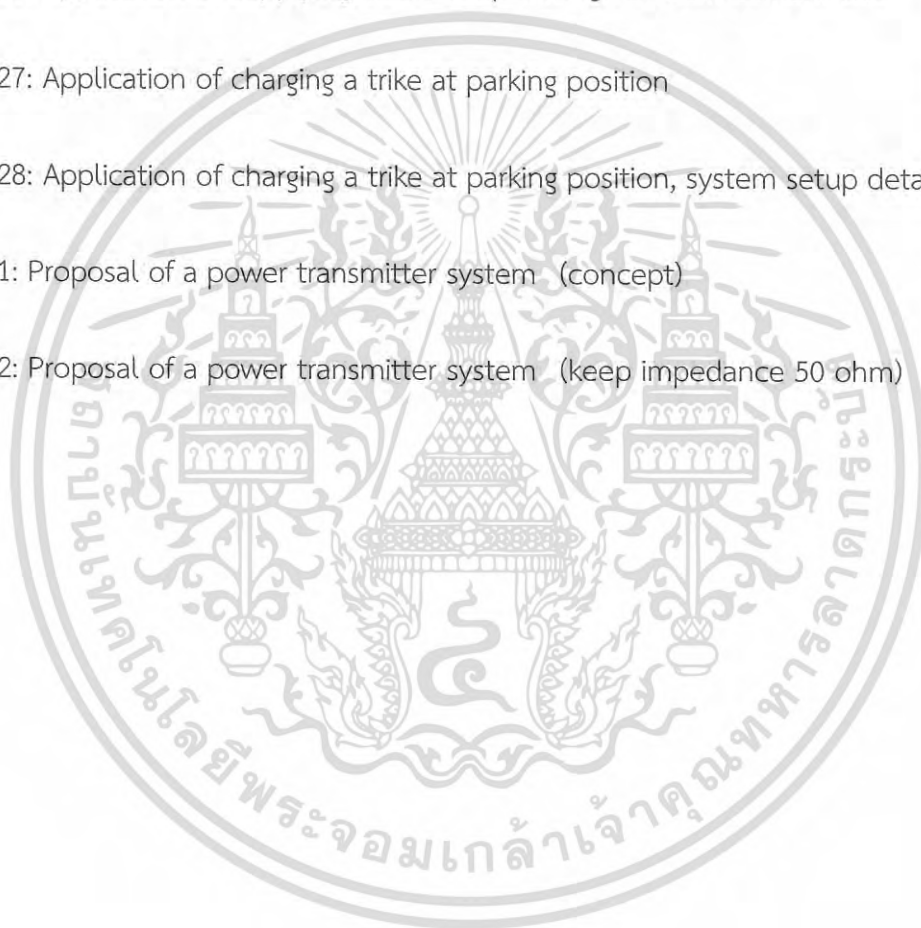
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 5.5: Distribution and Indication board with resistive load	122
Figure 5.6: Indicators	122
Figure 5.7: Bridge rectifier and level meter	123
Figure 5.8: DC/DC converter	123
Figure 5.9: Receiver capacitors and decoupling transformer	124
Figure 5.10: Meter or distance adjustment	125
Figure 5.11: System set-up of radio receiver	126
Figure 5.12: In radio receiver integrated RF voltage level meter	126
Figure 5.13: Transmitter module, rear view	127
Figure 5.14: Transmitter module, top view	127
Figure 5.15: Schematic diagram of the transmitter module	128
Figure 5.16: Schematic diagram of the RF power receiver module which is integrated into the radio receiver	128
Figure 5.17: RF power receiver module, top view	129
Figure 5.18: RF power receiver module, rear view	129
Figure 5.19: In radio battery bay integrated RF power receiver module	130
Figure 5.20. Set up of the water-to-air plane wave model	132
Figure 5.21a. Block diagram of the water-to-air plane wave experiment	133
Figure 5.21b. Set up of the water-to-air plane wave experiment	134

Figure 5.21c. Wireless power transmission under water experimental set up photos 135

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 5.22. Transmitted power at 6.78 MHz	136
Figure 5.23. Transmitter and receiver gap variation	136
Figure 5.24. Air and RO wireless power transmission with gap variation	138
Figure 5.25. Comparison of RO water and 3 various salted water conditions	139
Figure 5.26: Application of supplying a LED lamp through a 12cm cement wall	141
Figure 5.27: Application of charging a trike at parking position	142
Figure 5.28: Application of charging a trike at parking position, system setup details	142
Figure 6.1: Proposal of a power transmitter system (concept)	145
Figure 6.2: Proposal of a power transmitter system (keep impedance 50 ohm)	146



1. Introduction

1.1 Background of this research

The magnetic near field wireless power transmission is based on the demand for a huge number of battery powered personal devices such as mobile phones, portable audio players, PDAs which have to be powered, resp. charged by an AC/DC adapter. Wireless power transmission offers a possibility to cut the cable for supplying the device with power wirelessly. Besides this advantage the wireless power transmission offers more safety in case of devices where high voltage sources such as 230 Vac should be avoided. But the major disadvantages of existing wireless power transmissions are:

- low efficiency (typ. < 30%)
- non consideration of biological effects (EMF)
- large and heavy equipment
- only low amount of power transmissible

The principle used in this research is to use the evanescent wave coupling like described in 2006 by Marin Soljacic and other researchers from Massachusetts Institute of Technology [1]. Researchers at MIT have shown that it is possible to wirelessly power a 60-watt light bulb sitting about two meters away from a power source. Using a simple set-up, basically consisting of two metal coils each with a diameter of 60 cm, they have demonstrated, for the first time, that it is feasible to efficiently send that much power over such a distance. One of the coils is connected to a RF power source and the other is connected to a light bulb. When the power is turned on, electricity from the first metal coil creates a magnetic field around that coil. The coil attached to the light bulb picks up the magnetic field, which in turn creates a current within the second coil, turning on the bulb. This type of energy transfer is similar to a the phenomenon called magnetic inductive coupling, used in power transformers. But the MIT scheme is somewhat different because it is based on something called resonant coupling. Transformer coils can only transfer power when they are millimeters apart, any farther distance, the efficiency reduces dramatically until the magnetic fields do not affect each other at all. In order to achieve the range of two meters, they used coils resonate at a frequency of 10 megahertz. When the electrical current flows through the first coil, it produces a 10-megahertz magnetic field. The second coil resonates at the same frequency and is able to pick up the field, even from relatively far distance. If the second coil resonated at a different frequency, the energy from the first coil would not affect the second coil because of the missing resonance coupling. The idea is to use a resonant

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

wave coupling to allow the energy in the near field to tunnel and not to propagate through the air to be absorbed or dissipated. In a near field area evanescent waves carry no energy. But in case the waves tunnel, they do not propagate through the air being absorbed or dissipated but transmit to the receiving resonance circuit. An evanescent wave is a near field standing wave which decays exponentially with the distance. Evanescent in that matter means “tends to vanish” because of the exponentially decrease. The researchers' approach, also makes the energy transfer more efficient. In this first demonstration, they showed that the scheme can transfer power with an efficiency of 45 percent.

1.2 Why is the wireless power transmission interesting

Wireless power transfer has been a challenge throughout the last century. The first attempts started with Heinrich Hertz and Nikola Tesla around the 1890s and has continued until today [26]. The existing different methods of wireless power transfer being on the market have all their restrictions, either their efficiency is very low or the distance between transmitter and receiver is limited to only a view millimeters or last but not least they are large and heavy. There are basically two methods of wireless power transfer methods which are currently used in practice: Radio waves and induction. All of them have their constraints and limits when being used in practice. The challenge is to develop a system or method which fits into the modern industrial environment and satisfies the end user's given restrictions. Much more than only have a theoretical concept the system developed in this work must be able to have a high efficiency be small and cheap in production and must keep environmental requirements and technical standards.

1.3 Comparison to previous works and methods

1.3.1 Wireless power transfer by radio waves

Power transmission by radio waves was already the early work of Heinrich Hertz. He experimented with power transfer by radio waves and was faced to the still existing constraint that the waves must be concentrated in a narrow beam to get a sufficient efficiency. The only reasonable way to achieve this is to use microwaves as due to their short wave length they can easily be handled to a narrow beam. The disadvantages of this wave transmission system is that

1. Their attenuation through the “air” is much higher compared to lower frequency waves and already the existence of mist or oxygen reduces the efficiency clearly. Figure 1.1 shows the attenuation in dependence of the

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

frequency. For example at 22 GHz 0.2 dB/km can be expected, what results in a reduction of the efficiency of 5% (without any other losses in the system) [25]. One of the best results has been achieved by NASA in June 1975. The system used a reflecting parabolic antenna with a diameter of 26 meter. At a distance of 1.5 km the efficiency was 82.5%.

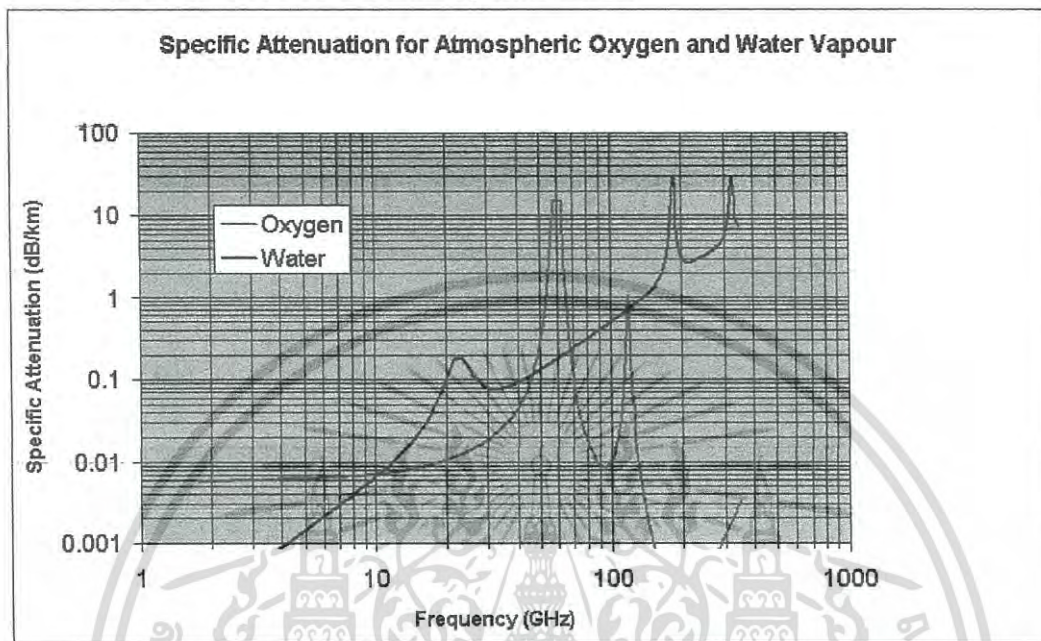


Figure 1.1: Atmospheric attenuation of radio waves by oxygen and water vapour.

2. The systems are very large if it comes to higher energy transmission and the equipment needed to handle the micro wave power is very sensitive and expensive.

1.3.2 Wireless power transfer by induction

An electric transformer is the simplest and also most common used product which uses wireless energy transfer. The primary and secondary circuits of a transformer are electrically isolated from each other. The transfer of energy takes place by mutual magnetic coupling. The electric toothbrush charger is one example of how this principle can be used [27]. The main disadvantage of this principle is the short operating range between the transmitter and the receiver. The receiver must be in very close proximity to the transmitter or induction unit (approx. 3 mm) in order to inductively couple with it and keep a reasonable efficiency. The second disadvantage is the quite low efficiency of less than approx. 75%.

1.3.3 Wireless Power Transfer by Resonance Induction

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

In 2006, Marin Soljačić and other researchers at the Massachusetts Institute of Technology applied the near field principle known in electromagnetic theory to a wireless power transfer concept based on coupled resonators [1]. In a theoretical analysis they demonstrated that by sending electromagnetic waves around in an angular waveguide, evanescent waves are produced which carry no energy.

The evanescent wave coupling takes place in the non-radiative near field of the medium and such is always associated with the induced currents and charges within a partially reflecting surface. This coupling is quite analogous to the coupling between the primary and secondary coils of a transformer, or between the two plates of a capacitor. An evanescent wave is a near field standing wave exhibiting exponential decay with distance. Researchers anticipated up to 5 meters of range for the initial device. On June 7, 2007, it was reported that a prototype system had been implemented. The MIT researchers successfully demonstrated the ability to power a 60 watt light bulb from a power source that was seven feet (2 meters) away at roughly 40% efficiency [1]. The research principle is taken for consideration as a basis of this work and needs to be further developed to achieve the advantages and restrictions given above in chapter 1.1..

1.4. Objective of the research

The objective is to develop a system or a method which fits into the modern industrial environment and satisfies the end user's given restrictions. Much more than only having a theoretical concept on paper the system developed in this work must be able to have a high efficiency being small and cheap in production and must keep environmental requirements and technical standards. The basis shall be the concept of wireless power transmission by resonance coupling.

1.5. Scope of the research

The scope of the research is to extract resp. develop a useful concept for a high power wireless transmission. The concept must be able to transmit by high power density and high efficiency to keep the restrictions of the objective of this work. Furthermore the prototype is set up by "step by step" development to show the evidence of the combination between theory and practice. For practical use experimental design boards as well as daily life applications are shown. Measurements with high precision test equipment confirm the specified data of efficiency and power density. An additional application research "Wireless Power transmission in Water-to-Air mode shows the influence of Reverse Osmosis and salted

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

water on the power transmission efficiency. A conclusion is made for further prospective of the concept.

1.6. Research methodology

The methodology in this research is

1. To extract the concept for high power wireless transmission given by the preconditions of the objective by showing the theoretical background by explanation and formula.
2. Set up the basic functionality by experimental design
3. Develop and optimize the design for high efficiency
4. Investigate restrictions and degradations
5. Set up applications

The main focus in this research is to have a real product in the end which is a basis for industrialization.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. Basic research and analysis

2.1 Literature review and mathematical considerations

Near field resonance coupling produces evanescent waves. Evanescent waves are most intense within one-third wavelength from the electromagnetic transducer. In electrical engineering, evanescent waves are found in the near field region within one-third wavelength of any radio antenna. During normal operation, an antenna emits electromagnetic fields into the surrounding near field region, then a portion of the field energy is re-absorbed, while the remainder is radiated as EM waves. "Evanescent" means "tends to vanish", which is appropriate because the intensity of evanescent waves decays exponentially with the distance from the interface at which they are formed.

Coupling is usually accomplished by placing two or more electromagnetic elements such as waveguides close together so that the evanescent field generated by one waveguide does not decay much in the vicinity of the other waveguide. Assuming the receiving waveguide can support modes of the appropriate frequency, the evanescent field gives rise to propagating wave modes, thereby connecting (or coupling) the wave from one waveguide to the next. If a proper resonant waveguide is placed near the transmitter, the evanescent waves can allow the energy to tunnel to the power drawing waveguide which is the receiver, where the energy can be rectified into DC power [8, 28].

Since the electromagnetic waves would tunnel, they would not propagate through the air and would not disrupt electronic devices or cause physical injury like microwave or radio wave transmission might. The energy transfer is not due to induction as all this relies on the far field aspect to an electromagnetic field. This device works on the near or evanescent field which is a standing wave which decays exponentially from the source. It is mathematically the same as quantum tunneling where a wave function extends though a finite potential barrier - except with electromagnetic waves instead of quantum-mechanical wave functions. Hence the majority of energy is only lost from the transmitter when the receiver is close enough to interact strongly with the near field [10, 11].

"Resonant inductive coupling" has key implications in solving the two main problems associated with non-resonant inductive coupling and electromagnetic radiation, one of which is caused by the other; distance and efficiency. Electromagnetic induction works on the principle of a primary coil generating a predominantly magnetic field and a secondary coil being within that field so that a current is induced in the coil. This causes the relatively short range due to the amount of power required to produce an electromagnetic field. Over greater

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

distances the non-resonant induction method is inefficient and wastes much of the transmitted energy just to increase the range. The resonance effect helps efficiently by "tunneling" the magnetic field to a receiver coil that resonates at the same frequency. The resonance coils used by the researchers are single layer air solenoids with closely spaced capacitor plates on each end, which in combination allow the coil to be tuned to the transmitter frequency thereby eliminating the wide energy wasting "wave problem" and allowing the energy used to focus in on a specific frequency increasing the range [10, 11].

Evanescent wave coupling, normally used in optics, means that the waves are transmitted from one medium to another, exponentially decaying. The coupling is established by placing two electromagnetic circuits e.g. wave guides in near distance so that the wave generated by the transmitting component does not decay much in the near proximity of the receiving circuit. In case both circuits are adjusted to the same "mode" or frequency, the evanescent wave propagates from the one circuit to the other. Evanescent wave coupling is basically identical to the near field interaction in electromagnetic field theory. Depending on the transmitter impedance contributions (capacitive, inductive), the wave is either predominantly electric (capacitive) or magnetic (inductive) [8].

The effect is the same as that of quantum tunneling but with electromagnetic waves instead of quantum mechanical wave functions. Quantum tunneling is a phenomenon in which a particle violates the principle of classical propagation and transcends a potential barrier which is higher than the (kinetic) energy of the particle. Quantum tunneling has no counterpart in classical mechanics, in which a particle can never cross an energy barrier with a higher energy level than the particle has. If the barrier is described as a potential energy "hill" and the wave-function which describes the moving of the particle represents the probability amplitude of finding that particle in a certain location at either side of the "hill" than there is a probability that the particle has moved "through" the hill, rather than "over" it, and has thus "tunneled" [37, 38].

Quantum tunneling refers to the phenomena of a particle's ability to penetrate energy barriers within electronic structures, which is also called the Tunnel effect. In [11, 12, 13] we find, the Tunnel Effect is an evanescent wave coupling effect that occurs in the context of quantum mechanics. Particles behave in a manner calculated with Schrödinger's wave-equations. All waves die away, but according to the laws of physics, the energy in these waves pass on. Wave coupling effects, mathematically equivalent to quantum tunneling mechanics, can occur with Maxwell's wave-equation both with light and with microwaves. For these effects to occur there must be a situation where a region of "medium type 2" which is air, is

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

sandwiched between two regions of "medium type 1", which is the ferrite of the core in our application, for illustration please refer to Figure 2.1.. The properties of these media are such that the wave equation has "traveling-wave" solutions in the ferrite, but "real exponential solutions" (rising and falling) in air.

Further explanation we can find in the "Schrödinger equation". If conditions are right, energy from a traveling wave, incident on air from the transmitting ferrite, can "leak through" the air and emerge as a traveling wave in the second region of the ferrite which is the receiver on the far side. If the second region of the ferrite – the receiver is not present, then the traveling wave incident on the transmitting ferrite is totally reflected, which means there is no energy radiated.

In case the receiver is present, the leaked amplitude going from transmitter into air is interpreted physically as traveling energy and the ratio of the square of the leaked amplitude to the square of the incident amplitude gives the proportion of incident energy transmitted out at the far side, or in the case of the Schrödinger equation the probability that the particle "tunnels" through the barrier [10, 11].

For simple tunneling-barrier models, such as the rectangular barrier, the Schrödinger equation can be solved exactly to give the value of the tunneling probability. However, when appropriate mathematical descriptions of barriers are put into the Schrödinger equation, then the result is a non-linear differential equation. Usually, the equation is of a type where it is known to be mathematically impossible in principle to solve the equation exactly in terms of the usual functions of mathematical physics, or in any other simple way. Mathematicians and mathematical physicists have been working on this problem since at least 1813, and have been able to develop special methods for solving equations of this kind approximately. For a further consideration, let us assume the wave function $\Psi(x)$ as the exponential of a function [29, 30, 35, 36]. With this we can state

$$\Psi(x) = e^{\Phi(x)} \quad (2.1)$$

and for the 2nd derivation of $\Phi(x)$

$$\Phi''(x) + \Phi'(x)^2 = \frac{2m}{\hbar^2} (V(x) - E). \quad (2.2)$$

where \hbar is Planck's constant divided by 2π , m and is the particle mass. x represents the distance measured in the direction of motion of the particle, $\Psi(x)$ is the Schrödinger wave function, $V(x)$ is the potential energy of the particle (measured relative to any convenient reference level), and E is that part of the total energy of the particle that is associated with motion in the x -direction. After separation into real

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

and imaginary part, use a semi classical approximation by expanding the function into power series in \hbar and solving in different orders we get:

$$A_0(x)^2 - B_0(x)^2 = 2m(V(x) - E) \quad (2.3)$$

$$A_0(x)B_0(x) = 0 \quad (2.4)$$

Interpretation:

$$B_0(x) = \pm \sqrt{2m(E - V(x))} \quad (2.5)$$

Which is only valid when you have more energy than potential - classical motion.

$$A_0(x) = \pm \sqrt{2m(V(x) - E)} \quad (2.6)$$

which is only valid when you have more potential than energy - tunnelling motion (!).

Resolving the next order of the expansion yields to

$$\Psi(x) \approx \frac{C_+ e^{+\int dx \sqrt{\frac{2m}{\hbar^2}(V(x)-E)}} + C_- e^{-\int dx \sqrt{\frac{2m}{\hbar^2}(V(x)-E)}}}{\sqrt{\frac{2m}{\hbar^2}(V(x)-E)}} \quad (2.7)$$

From the denominator we see, that both these approximate solutions are bad near the classical turning point $E = V(x)$. What we have are the approximate solutions away from the potential hill and beneath the potential hill. Away from the potential hill, the particle acts similarly to a free wave - the phase is oscillating. Beneath the potential hill, the particle undergoes exponential changes in amplitude.

We have yet to approximate the solution near the classical turning points $E = V(x)$. After expansion and again approximation the differential equation is an Airy function

$$\Psi(x) = C_A Ai(\sqrt[3]{v_1}(x - x_1)) + C_B Bi(\sqrt[3]{v_1}(x - x_1)) \quad (2.8)$$

Finding the relationship between C_θ and C_+, C_- shows that the Airy function solutions will asymptote into sine, cosine and exponential functions in the proper limits. The relationship can be found as follows:

$$C_+ = \frac{1}{2}C \cos\left(\theta - \frac{\pi}{4}\right) \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_- = -C \sin\left(\theta - \frac{\pi}{4}\right) \quad (2.10)$$

The transmission coefficient $\frac{|C_{\text{outgoing}}|^2}{|C_{\text{incoming}}|^2}$ for a particle tunnelling through a single potential barrier is found to be

$$T = \frac{e^{-2 \int_{x_1}^{x_2} dx \sqrt{\frac{2m}{\hbar^2}(V(x)-E)}}}{\left(1 + \frac{1}{4} e^{-2 \int_{x_1}^{x_2} dx \sqrt{\frac{2m}{\hbar^2}(V(x)-E)}\right)^2} \quad (2.11)$$

Where x_1, x_2 are the 2 classical turning points for the potential barrier. If we take the classical limit of all other physical parameters much larger than Planck's constant, abbreviated as $\hbar \rightarrow 0$ we see that the transmission coefficient correctly goes to zero. This classical limit would have failed in the unphysical, but much simpler to solve, situation of a square potential. A related subject is above barrier reflection: in classical physics a particle will not reflect if its energy is above the potential barrier, but in the quantum case it is possible. In this case, the reflection coefficient is exponentially small in Planck constant. The semi classical technique of calculation of the reflection coefficient is similar to the calculation of the tunnelling described above. An illustration is shown in Figure 2.1 [30].

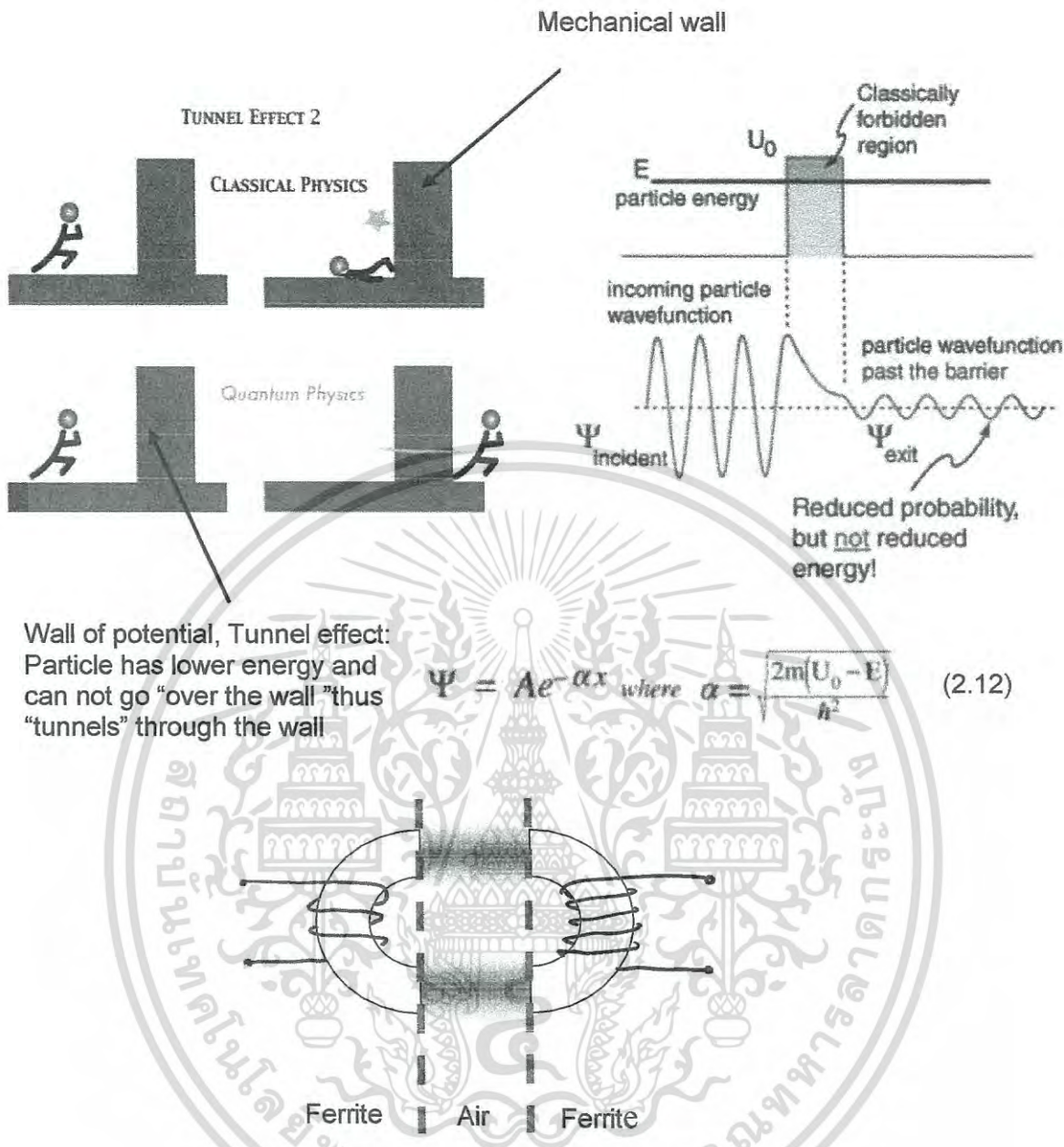


Figure 2.1: Schematic illustration of quantum tunnelling through a barrier. The energy of the tunnelled particle is the same, only the quantum amplitude (and hence the probability of the process) is decreased. The lower illustration shows the barrier travelling between two media, here ferrite, air and ferrite.

2.2 EMC and EMF considerations

In this work the power directional propagation in terms of electromagnetic compliance associated with the safety of human is taken into account. The CISPR 11 standard for industrial, scientific and medical (ISM) equipment is considered for the เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

system design. CISPR 11 defines ISM-designated frequency bands which are exempted from emission requirements [3]. This means that there are no radiation limitations for frequencies falling within the designated ranges.

Table 1 – Frequencies designated by ITU for use as fundamental ISM frequencies¹⁾

Centre frequency MHz	Frequency range MHz	Maximum radiation limit ³⁾	Number of appropriate footnote to the table of frequency allocation to the ITU Radio Regulations
6,780	6,765–6,795	Under consideration	524 ²⁾
13,560	13,553–13,567	Unrestricted	534
27,120	26,957–27,283	Unrestricted	546
40,680	40,66–40,70	Unrestricted	548
433,920	433,05–434,79	Under consideration	661 ²⁾ 662 (region 1 only)
915,000	902–928	Unrestricted	707 (region 2 only)
2 450	2 400–2 500	Unrestricted	752
5 800	5 725–5 875	Unrestricted	806
24 125	24 000–24 250	Unrestricted	881
61 250	61 000–61 500	Under consideration	911 ²⁾
122 500	122 000–123 000	Under consideration	916 ²⁾
245 000	244 000–246 000	Under consideration	922 ²⁾

¹⁾ Resolution No. 63 of the ITU Radio Regulations applies.
²⁾ Use of these frequency bands is subject to special authorization by administrations concerned in agreement with other administrations whose radio communication services might be affected.
³⁾ The term "unrestricted" applies to the fundamental and all other frequency components falling within the designated band. Special measures to achieve compatibility may be necessary where other equipment satisfying immunity requirements (e.g. CISPR 20), is placed close to ISM equipment.

Figure. 2.2: ITU ISM frequencies according to CISPR 11

Ranges defined for unrestricted emission are for example at figure 2.2 from 6.765 MHz to 6.795 MHz with a center frequency of 6.780 MHz, another is from 13.553 MHz to 13.567 MHz with a center frequency of 13.560 MHz.

Even when an ISM operating frequency is used that gives a relaxation in case of "EMC" emission, nevertheless it is a must for a state of the art product to consider the biological effect on human body. The International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP) provides guidelines for limiting RF exposure that provides protection against known adverse health effects. According to the ICNIRP Guidelines an adverse health effect causes detectable impairment of the health of the exposed individual or of his or her off-spring. ICNIRP defines two classes of guidance [4,5]:

- a) Basic restrictions on exposure to time-varying magnetic, electric and electromagnetic fields that are based directly on established health effects. Depending on the frequency of the field, these restrictions are current density (J), specific energy absorption rate (SAR) or power density (S).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

b) Reference levels provided for practical assessment to determine if the basic restrictions are probably to be exceeded. The quantities are the electric field strength (E), magnetic field strength (H), magnetic flux density (B) and the power density (S). Compliance with the respective reference level ensures compliance with the relevant basic restriction. A magnetic field like produced in the wireless transmission system can be specified in two ways – as magnetic flux density (B in Tesla) or as magnetic field strength (H in Ampere per meter). The relation is $B = \mu H$, where μ is the magnetic permeability – in the case of exposure $\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m, with μ_0 : magnetic permeability of free space. That means for describing a magnetic field for limitation purpose only one of the quantities B or H needs to be stated.

Exposure of electromagnetic fields above 100 kHz can lead to significant absorption of energy and temperature increases in human body areas. Studies by Chatterjee et al. (1986) have shown that, in the range of approximately 100 kHz to 10 MHz, the main effect of exposure to a high intensive electromagnetic field changes from nerve and muscle stimulation to heating with increasing frequency. Figure 2.3 shows the ICNIRP reference levels for time varying magnetic fields (magnetic flux density B) in dependence of the frequency.

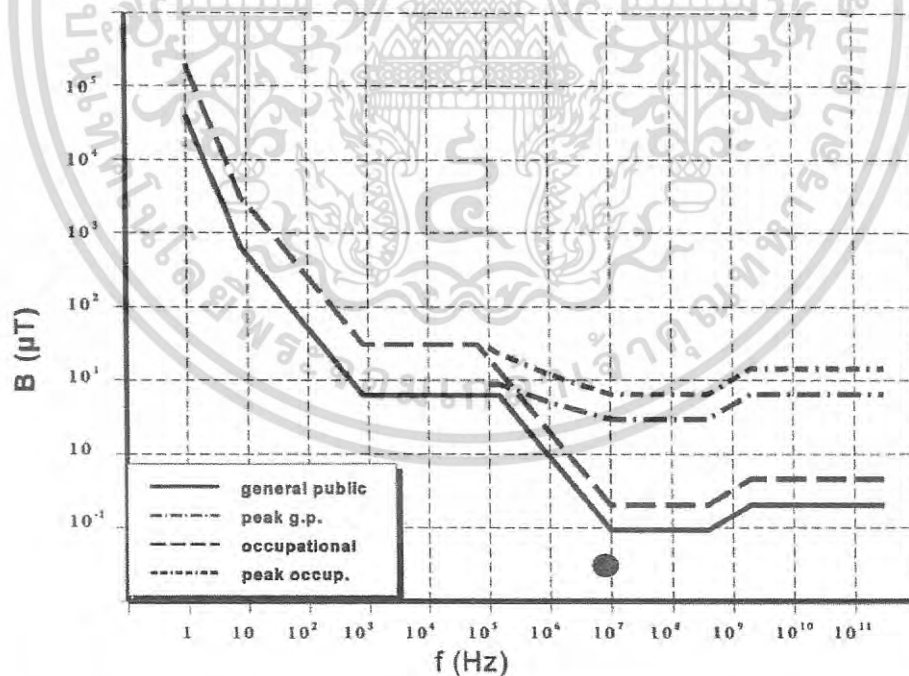


Figure 2.3: ICNIRP limits of magnetic flux density exposure to human body. At 6,78MHz the Limit for general public exposure is below 1uT.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 Proposed principle of wireless power transmission, technical specification

Using the set up of the basic idea of the resonance coupling of two coils investigations show that

- The air coils must be large
- The receiving coil is very likely to influence (its resonance) by the load, MIT used a bulb as a resistive load
- The parasitic coupling effects rise with increasing operation frequency
- To transmit a high power to a circuit, it requires an optimized matching impedance of all stages

This research is based on the power output of a circuit of about 5 to 10 W for a load for ICT and ubiquitous devices. The wireless power transmission system requirements are as follows:

1. Provide a high efficiency performance
2. Achieve the appropriate air gap
3. Be safe referred to the mandatory regulations and standards for biological effects of human (EMF) and EMC equipment
4. Be convenient for proper use with small size and low weight

From these requirements, the wireless power transmission system is designed with the following system specification

1. System efficiency 45 % or higher
2. Distance 30 mm minimum due to the thickness of wooden or non-metallic table
3. The requirements of electromagnetic interference (EMI) emission of CISPR 11 are considered. The limits are depending on the frequency of transmission
4. The biological effect guideline of ICNIRP is considered

The selected operating frequency can affect the sizing and weight of the system as well as the efficiency. At a frequency of 13.560 MHz in terms of power transmission the coupling effects, the skin effect and the losses in the components are higher than at 6.78 MHz. Therefore the operating frequency is chosen to 6.78 MHz to develop a basic system with all required parameters.

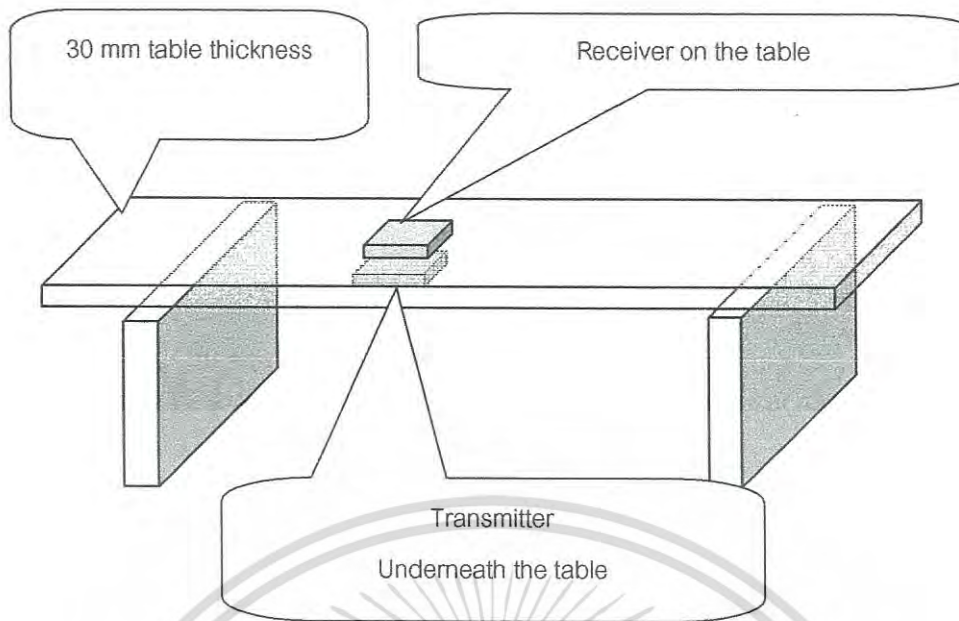


Figure 2.4: Transmitter and receiver location on non-metallic table.

Figure 2.5 shows the basic system set up for a transmitter and a receiver representing a wireless transmission system. The gap between the transmitter and the receiver is 30 mm, depending on the typical thickness of non-metallic table. This system aims to apply with ubiquitous devices on the table at home or office. The transmitter is placed underneath the table and powered by a normal AC power source via a power cord. The receiver is tended to be placed in the device such as PDCA or handheld PC or any small device with a rated power below 10 W. Those equipment needs not to be powered by a battery. This results in lower weight of the equipment. The system block diagram is shown in figure 2.5..

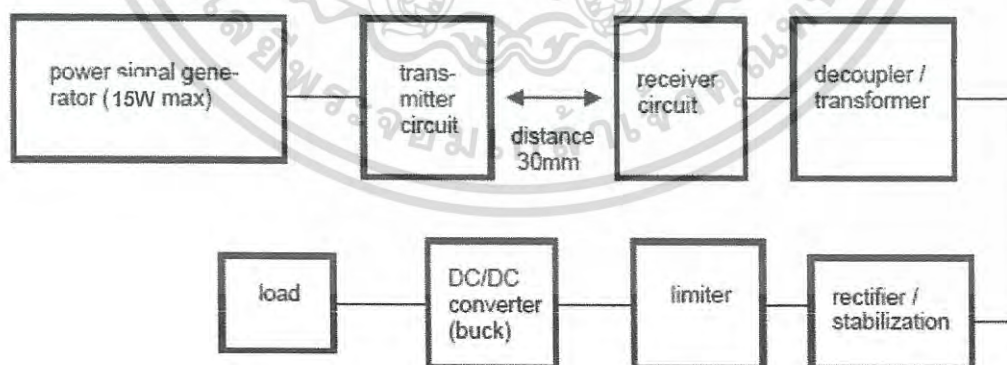


Figure 2.5: Block diagram of the system.

The system consists of two main parts: The transmitter and the receiver as shown in figure 2.5. The main system components divide into the following modules:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- a) Transmitter circuit (resonance circuit at 6.78 MHz), supplied by a laboratory power signal generator with an max output power of 15 W
- b) The receiver module consisting of:
 - a. Receiver circuit (resonance circuit at 6.78 MHz)
 - b. Decoupler/transformer and matching transformer to decouple the resonance circuit from the “load” (which is here the rectifier) and to transform the voltage to the necessary level
 - c. Rectifier/stabilization to convert the RF voltage into a DC voltage and to buffer the energy using capacitor stabilization
 - d. Limiter to protect the following circuitry from over voltage
 - e. DC/DC buck converter which provides a regulated output voltage at 5 V,
 - f. Load, which is here a 4.7 Ohm resistive load

2.4 Selection of ferrite material - key point

It is essential to use a proper ferrite material for the transmitter and the receiver and not an air coil. This not only provides a higher efficiency but also is the key point for the wave coupling effect between two media as described in chapter 2.1.. In terms of losses thus efficiency the proper ferrite characteristic gives the advantage of reducing the apparatus in size and increases the efficiency because of a field concentration. The ferrite material must be able to operate with low losses at the given frequency of 6.78 MHz. Ferrite is an oxidic sinter ceramic which is mainly a material combination of MeOFe_2O_3 (resp. MeFeO_4) whereas “Me” represents Mn, Fe^{2+} , Co, Ni, Zn Mg or Cu or a mixture of the metals [2, 6]. The different compositions result in different characteristics of permeability, saturation of magnetic flux density or Curie temperature. The composition of the ferrites with good magnetically properties is MnZn-, NiZn- and Fe-ferrites. Figure 2.6 shows the permeability as a function of frequency of different materials. The materials are:

3E5: MnZn, $\mu_i = 10000$

3C11: MnZn, $\mu_i = 4300$

3E25: MnZn, $\mu_i = 6000$

3C90: MnZn, $\mu_i = 2300$

3F3: MnZn, $\mu_i = 2000$

4A11: NiZn, $\mu_i = 850$

4C65: NiZn, $\mu_i = 125$

with: μ_i as initial permeability.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

As clearly can be derived from the chart only a minor number of materials is suitable for the operation frequency at 6.78 MHz. This are the ferrite materials with NiZn composition [2].

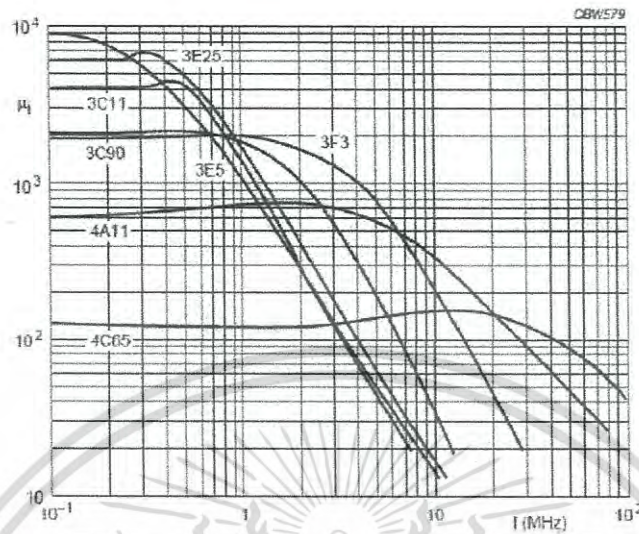
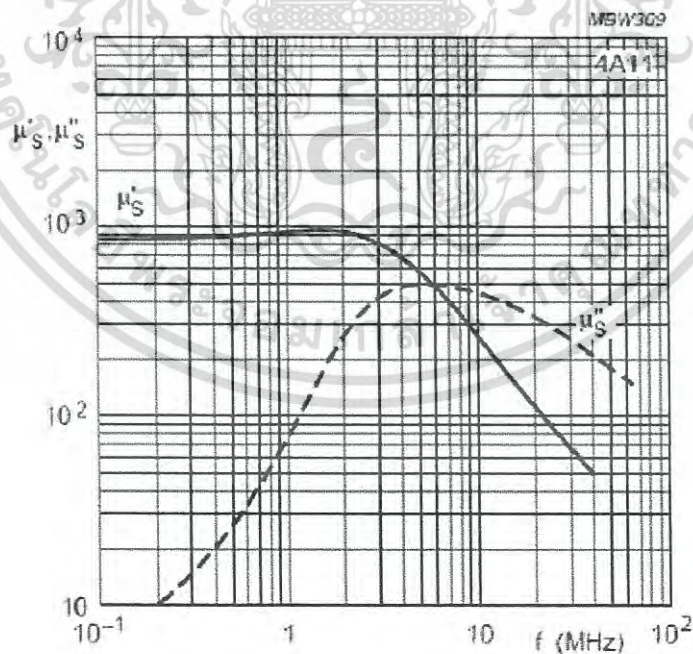


Figure 2.6: Permeability of different ferrite materials [H/m].

The run of the curve of NiZn ferrites is similar to the MnZn curve but the usable frequency range is in case of NiZn ferrites much larger. But not all NiZn ferrite materials are useful in case of non EMC application where low losses are of primary concern. Figure 2.7 shows the complex permeability of the two ferrite materials 4A11 and 4C65.



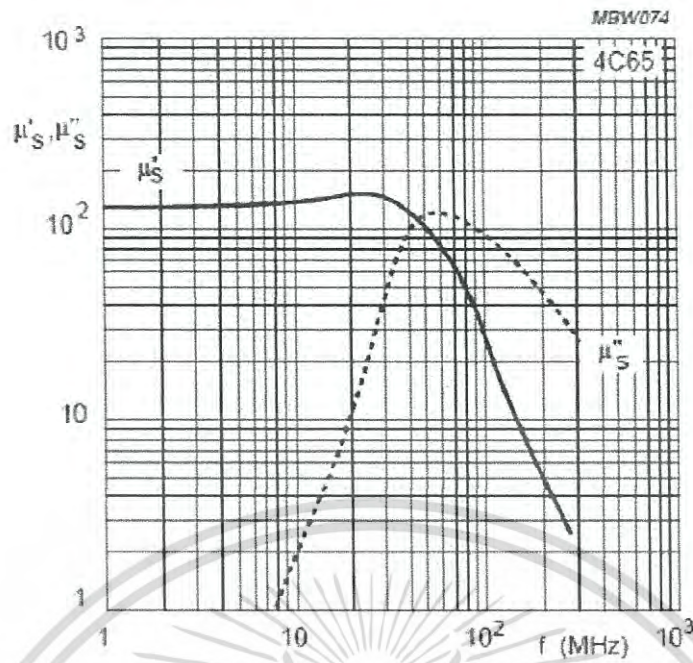


Figure 2.7: Complex permeability as a function of frequency, μ'_s and μ''_s in H/m.

The complex permeability represents the “magnetic behaviour” of the ferrite material and has two contributions:

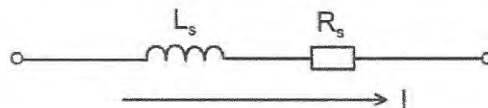
- μ'_s : The reactive portion which represents the inductance
- μ''_s : The resistive portion which represents the losses

The inductance of an air coil is

$$L_0 = \frac{4\pi \cdot N^2 \cdot 10^{-9} \cdot l}{A} \quad [H] \quad \text{air core inductance} \quad (2.12)$$

$(\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-9})$

With a ferrite core the losses in terms of a resistive component add and the simplified diagram, without any parasitic effects considered is [2, 7]:



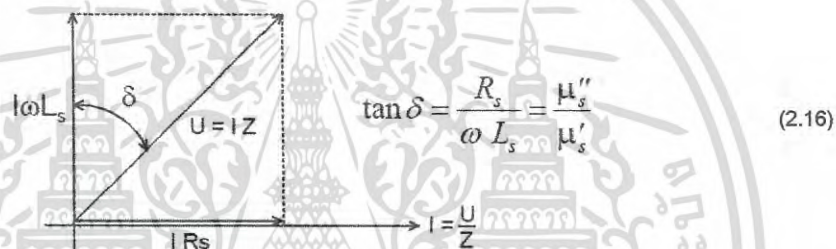
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_s = L_0 \cdot \mu'_s \text{ and } R_s = \omega L_0 \mu''_s; \quad (2.13)$$

$$\Rightarrow Z = j \omega L_0 \left(\frac{R_s}{j \omega L_0} + \mu'_s \right) \quad (2.14)$$

$$Z = j \omega L_0 (\mu'_s - j \mu''_s) \quad (2.15)$$

In case of an alternating magnetization of the ferrite the flux density B is not in phase with the magnetic field produced. In case of “small” magnetization the angle δ between the resulting magnetization and the flux density represents the loss angle. The smaller the angle the higher the quality and thus the performance of the material.



In practice the over-all loss angle of the inductance is a combination of the contribution of the ferrite and the coil.

In case of larger magnetization the primary losses of the ferrite are the hysteresis-, eddy current- and magnetic creep – losses. Because of the worse coupling of the magnetic moments compared to MnZn ferrites, NiZn ferrites have higher magnetic reversal losses, but because of the higher specific resistance of NiZn material the eddy currents are much lower:

Composition	Resistance at T = 25°C
MnZn-Ferrite	0.1-10 Ωm
NiZn-Ferrite	10 ⁵ -10 ⁶ Ωm

However despite of all optimizations of the material parameters at high frequencies the eddy currents determine the over all losses and this reduces the selection of the material to NiZn ferrite.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A short view on a basic formula shows the relation between the flux density in the ferrite material, the operation frequency and the coil windings to be expected.

Because of the law of induction there is

$$U_{ind} = -N \cdot \dot{\Phi} = -N \cdot A \cdot \frac{dB}{dt} \quad (2.17)$$

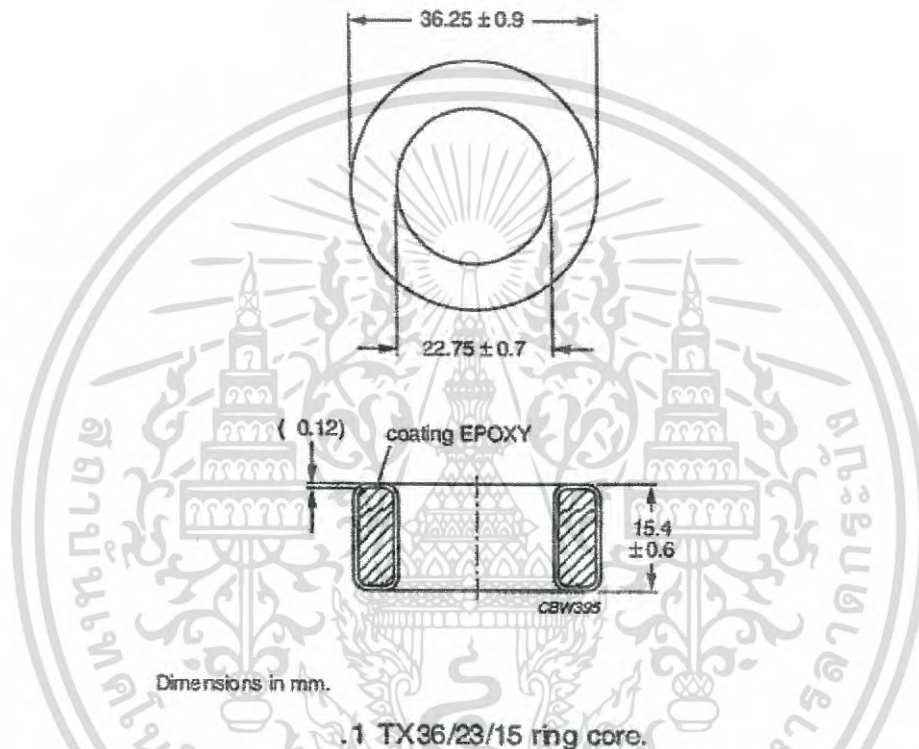
the factor dB/dt is determined both by frequency and by the amplitude of the magnetization. At high frequencies this term gets quite high. The induced voltage is depending on the number of turns N, the magnetic effective cross section of the core and the amplitude of the induction. That results in the fact that in case of an increased operation frequency the number of turns decreases to keep the same induced voltage what also decreases the coil losses. But the “efficiency” of the inductor is shifted to the performance of the ferrite material. So there is an optimum between the selected ferrite material, the operation frequency and the number of turns. In the overall characteristic of the transmitter the wire losses and the specific parameters of the series capacitor have also be considered.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 Transformer investigations

2.5.1 Basic investigation

For the investigations of the basic performance, a ferrite toroid with the following specification is used (figure 2.8) [2]:



Ring core data

GRADE	A_L (nH)	μ	TYPE NUMBER
4C65	$170 \pm 25\%$	≈ 125	TX36/23/15-4C65

Figure 2.8: Basic parameters of the ferrite toroid used for parameter evaluation.

The complex permeability of the ferrite material is already shown in figure 2.6. An additional measurement of the impedance and the phase response is given in figure 2.9. According to the result the ferrite should be useful for low loss applications up to an operation frequency of approx. 10 MHz. Above 10 MHz the phase turns from 90 degree very quickly to lower values due to the increasing resistive portion of the complex permeability.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

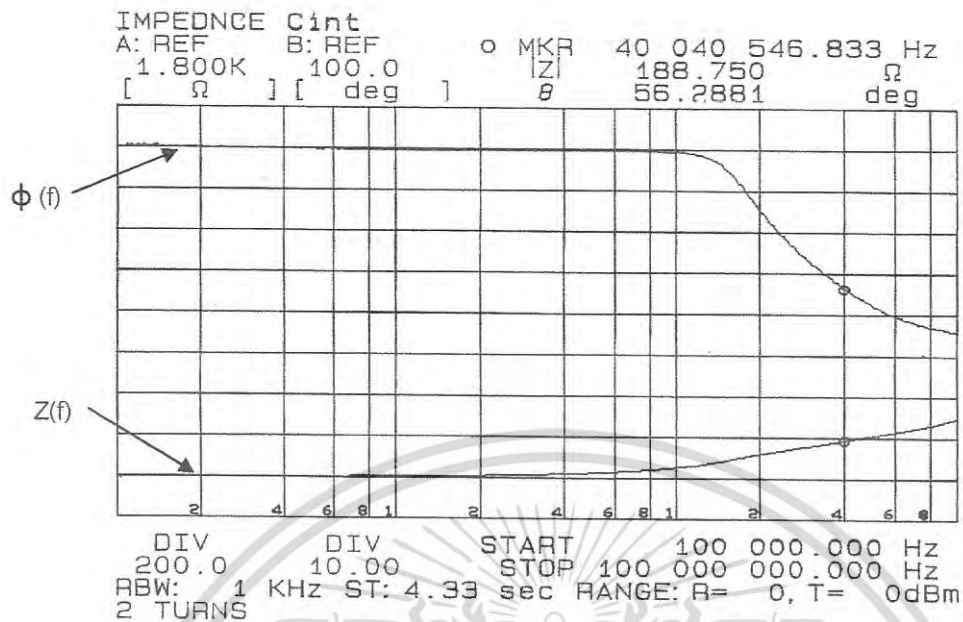
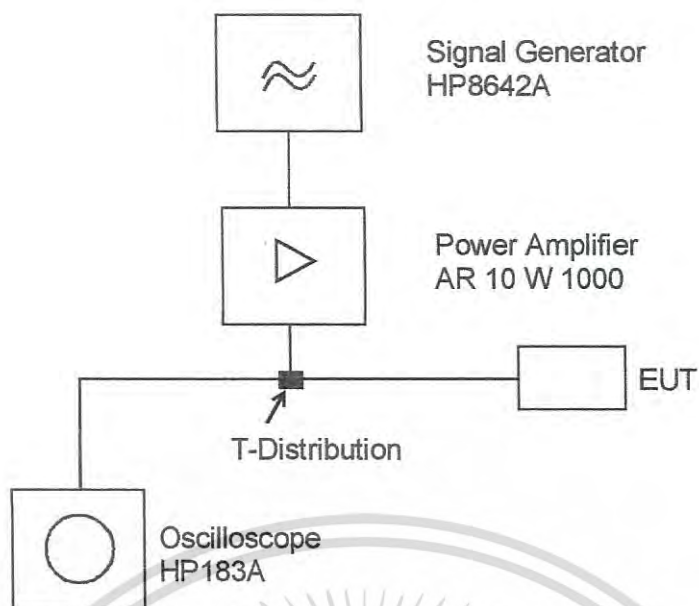


Figure 2.9: Impedance and phase response of the ferrite toroid TX36/23/15 with the material 4C65.

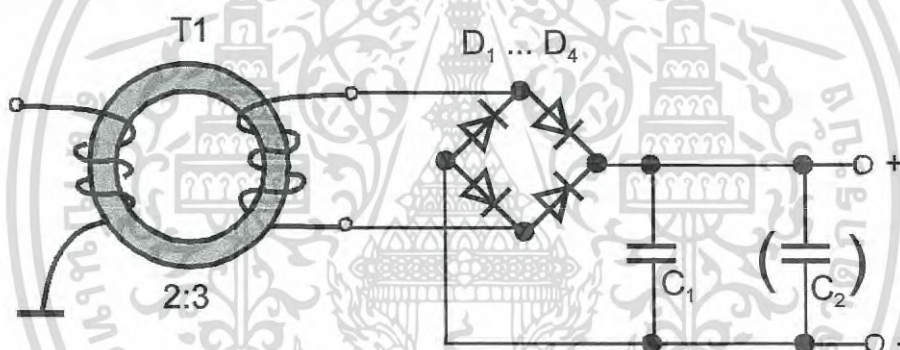
For a further test of the frequency behaviour the ferrite can be set-up as a transformer. After the transformer a bridge rectifier with a capacitive stabilization is implemented (Figure 2.10). The bridge rectifier is set up with 4 low loss high power Schottky diodes MBRS340T3, suitable for the frequency and power range [31]. Parameters for the test are the operation frequency at a given input power and the output DC level.

a) Test set-up:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



b) Schematic of EUT:



$D_1 \dots D_4$: MBRS340T3

C_1 : 100 nF/100 V Z5U

(C_2 : 22 μ F/50 V)

T_1 : 2/3 turns

Figure 2.10: Set-up for the test of the frequency behavior of the ferrite toroid and schematic of the EUT circuitry.

With this test the real performance in dependence of the efficiency can be observed.

A picture of the circuit set up is shown at figure 2.11. As can be seen the set-up must

be in a RF manner not to get any side effects because of parasitic couplings.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

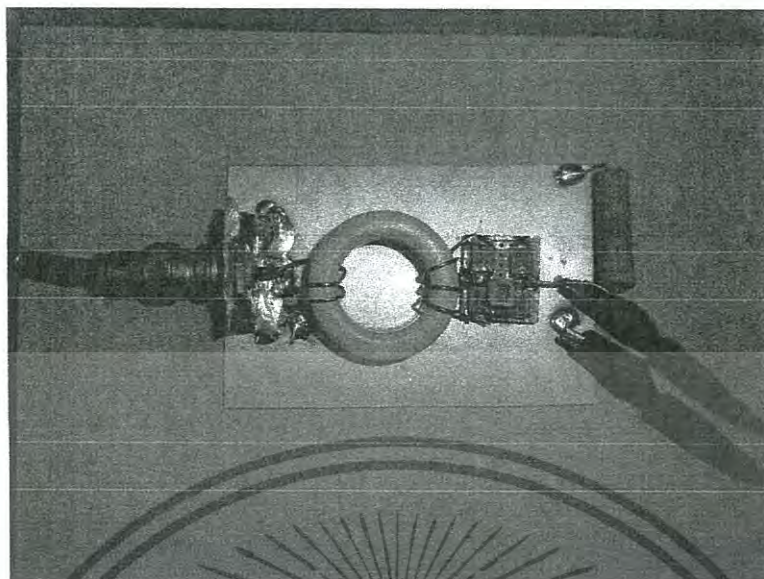


Figure 2.11: Set-up of the circuit according to figure 2.10. The circuit is loaded with a 100 Ohm resistor.

In figure 2.12 the relation between the input power frequency and the DC voltage at the output capacitor C_1 (resp. C_2) is shown.

ISM frequency [MHz]	DC voltage at C_1 [V]
40.68	0.045
27.12	7
13.56	15.6
6.78	26

Figure 2.12: Relation between the signal frequency and the DC output voltage.

The input level to the power amplifier is 0dBm over the whole frequency range, which in case of matching to 50 Ohm is an output power at the power amplifier of approx. 12 W. The result shows the increasing losses with rising frequency. The reasons are losses in the ferrite and in the diodes – here mainly reverse recovery time losses where the diodes heat up. The performance decreases already at 13.56 MHz by more than 60%.

The chart at figure 2.13 shows the impedance frequency behaviour in the range between 5 MHz and 20 MHz. The marker indicates the 6.78 MHz point, the phase angle at that point is 89.5 deg. It shows that there already is a small amount of resistive losses. The equivalent circuit diagram gives values for the estimated losses.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The capacitor is representative for the parasitic capacitances of the test set up and the coil.

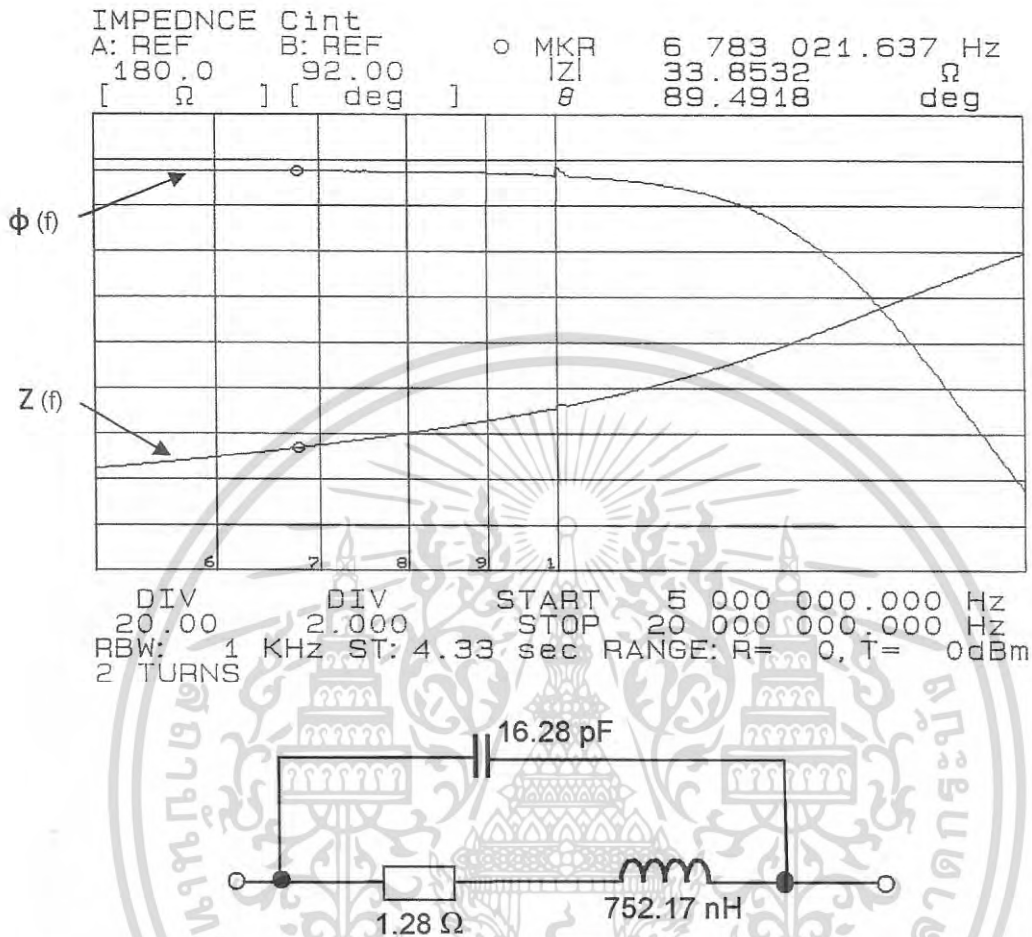


Figure 2.13: Impedance and phase response of the ferrite toroid in the range between 5 MHz and 20 MHz and the corresponding equivalent circuit diagram.

With

$$\tan \delta = \frac{R_s}{\omega L_s} = \frac{\mu''_s}{\mu'_s} \tag{2.18}$$

there is a resulting $\tan \delta$ of approx. $1.28/32 = 0.04$ which is 2 deg – more than measured. In case of the test set up the parasitic capacitance influences the measurement accuracy but the message resp. the result is the same:

The result is that, at fixed ISM frequencies the lowest operation frequency which is 6.78 MHz must be used to achieve a high efficiency with the given material.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2 Investigation of half rings for transmitter and receiver inductances without resonance effect

One of the key parameters of the system is to achieve a suitable distance between the transmitter and the receiver coils. The ferrite core for both the transmitting and the receiving coil is made of two half rings divided from the toroid TX36/23/15 with the material 4C65. The schematic diagram of the test set-up for the investigation of the distance is given in figure 2.14.

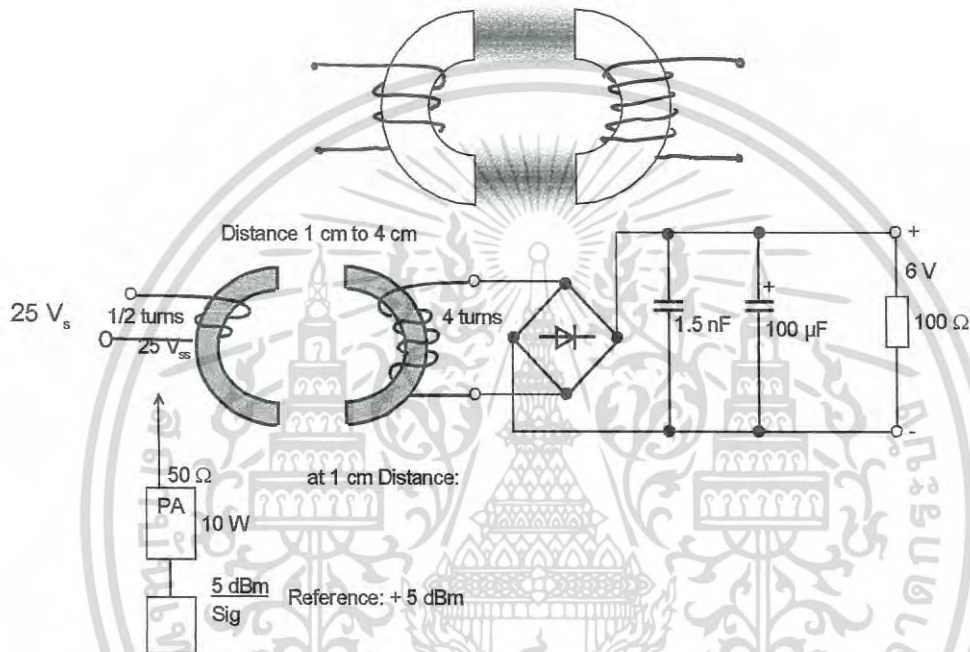


Figure 2.14: Test set-up for investigating the air gap (distance and attenuation a) between transmitter and receiver.

$$\left(\frac{\left(\frac{25}{\sqrt{2}} \right)^2}{50} \right) = 6.3 \text{ W} \quad (2.19)$$

$$a = 10 \log \frac{6.3 \text{ W}}{\frac{6^2}{100}} = 12 \text{ dB} \quad (2.20)$$

The input power is 6.3 W, keeping it at the same level, with variation of the distance the efficiency of the system can be illustrated

Distance: Distance between the transmitter core and the receiver core in cm

U_{DC} : DC-Voltage at the load

P_{DC} : Effective power at the load

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

a: Attenuation (relation between input power and output power)

V_{ss} : Input voltage, peak at transmitter coil

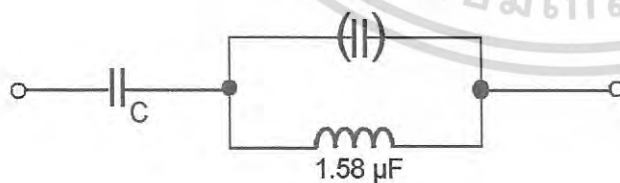
Distance [cm]	U_{DC} [V]	P_{DC} [W]	a[dB]	V_{ss} [V]
0.5	11.0	1.2	7	25
1	6.0	0.36	12	25
2	3.2	0.1	18	25
3	1.8	0.03	23	25
4	1.0	0.01	28	25

Figure 2.15: Output voltage, output power and attenuation in dependence of the distance between the two inductance half rings.

An increase of 1cm distance results in approx. 6dB more attenuation (Figure 2.15). This is because the resonant wave coupling effect is missing here to allow the energy in the near field to tunnel and not to propagate through the air. The coupling here is purely magnetic but the constant increasing attenuation with the increase of the distance shows that there are no discontinuous side effects like saturation or unwanted resonances.

2.5.3 Investigation of half rings for transmitter and receiver with resonance effect

The transmitter coil is furnished with 5 turns which gives an inductance of $1.58 \mu\text{H}$. At a frequency of 6.78 MHz we get the result showing in figure 2.16 next:



$$X_L = X_C \quad (2.21)$$

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} \quad (2.22)$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC}} \Rightarrow C = \frac{1}{L\omega^2} = \frac{1}{1.58 \mu\text{H} \cdot (2\pi \cdot 6.78 \text{ MHz})^2} \quad (2.23)$$

$$\underline{\underline{C \approx 349 \text{ pF}}} \quad (2.24)$$

⇓

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

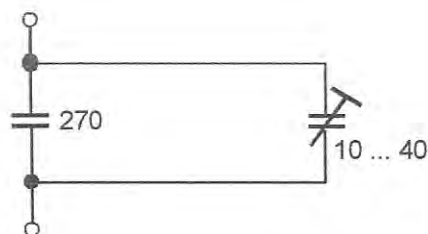


Figure 2.16: Transmitter resonance circuit, calculation of the necessary capacitance.

For the investigation of the basic function a serial resonance is selected at the transmitter circuit. This gives in comparison to the parallel resonance a more stable behaviour of the power amplifier due to the low impedance in case of resonance.

Like the transmitter the receiving circuit can in principle be a serial or parallel resonance circuit. But the difference to the transmitter circuit is that the receiver resonance circuit has to supply a non linear load like the rectifier bridge, bulk capacitors and the DC/DC converter. This may influence the resonance behaviour (figure 2.17).

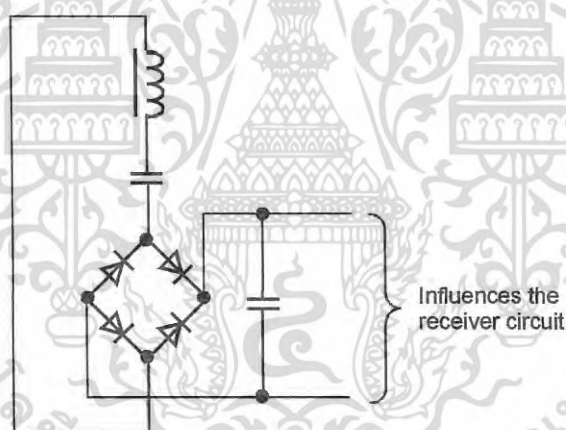


Figure 2.17: Receiving resonance circuit (series resonance) with bridge rectifier load.

In case of serial resonance and thus with the resonance coupling effect the efficiency is much higher than without resonance effect even with a rectifier load like illustrated at figure 2.17. The measured data is

- a) P_{in} 6 W: P_{out} 1.8 W at approx. 1 cm distance
- b) P_{in} 6 W: P_{out} 350 mW at approx. 2 cm distance

$$\text{At 1 cm:} \quad \text{zu a) } 10 \log \frac{6}{1.8} = 5 \text{ dB} \quad (2.25)$$

$$\text{At 2 cm:} \quad \text{zu b) } 10 \log \frac{6}{0.35} = 12 \text{ dB at } 50 \Omega \text{ load} \quad (2.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

But the series resonance is depending on the load which means there influence each other which is mutual coupling. Furthermore the circuit shows a low quality (low Q) and thus wide resonance range which results in higher losses. The low quality results in a large variation of the capacitive value (figure 2.18), the capacitor value can be vitiated in a wide range.

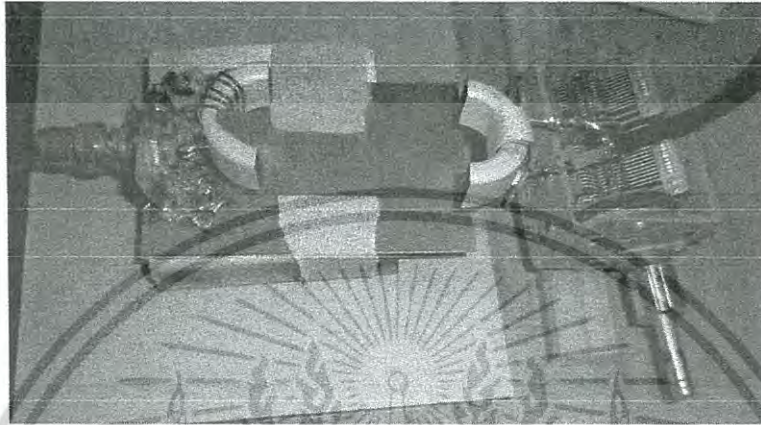


Figure 2.182: Test set-up with serial transmitter resonance and serial receiver resonance (variable capacitor).

The core heats up to more than 90°C. A reason of heating up can be - amongst other reasons - a too high magnetic flux density. The magnetic flux density of ferrites should be lower than 100 ... 300 mT. Estimation of the magnetic flux density in our experiment:

$$\hat{B} = \frac{\hat{U}}{\omega \cdot N \cdot A_F} \quad \hat{U}: \text{peak voltage} \quad (2.27)$$

ω : angular frequency

N : number of turns

A_F : magnetic cross section $14 \times 6 \text{ mm}^2$

$$\hat{B} = \frac{32 \text{ V}}{2\pi \cdot 6.78 \text{ MHz} \cdot 5 \cdot 14 \cdot 6 \cdot 10^{-6} \text{ m}} \quad (2.28)$$

$$\hat{B} = \frac{32}{17.892} = \underline{\underline{1.79 \text{ mT}}} \quad (2.29)$$

The estimation shows as a result a low flux density which is not the reason for heating up the ferrite. Changing the receiver circuit from serial to parallel resonance gives a much higher efficiency and reduces the heating up clearly. The

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

mutual coupling and thus the losses decrease significantly, the resonance has a smaller band width and the overall efficiency increases.

As the parallel resonance circuit should be decoupled from the non linear load an additional transformer is added. For the transformer the same ferrite toroid as for the transmitter/receiver inductances is used. Figure 2.19 shows the circuit diagram.

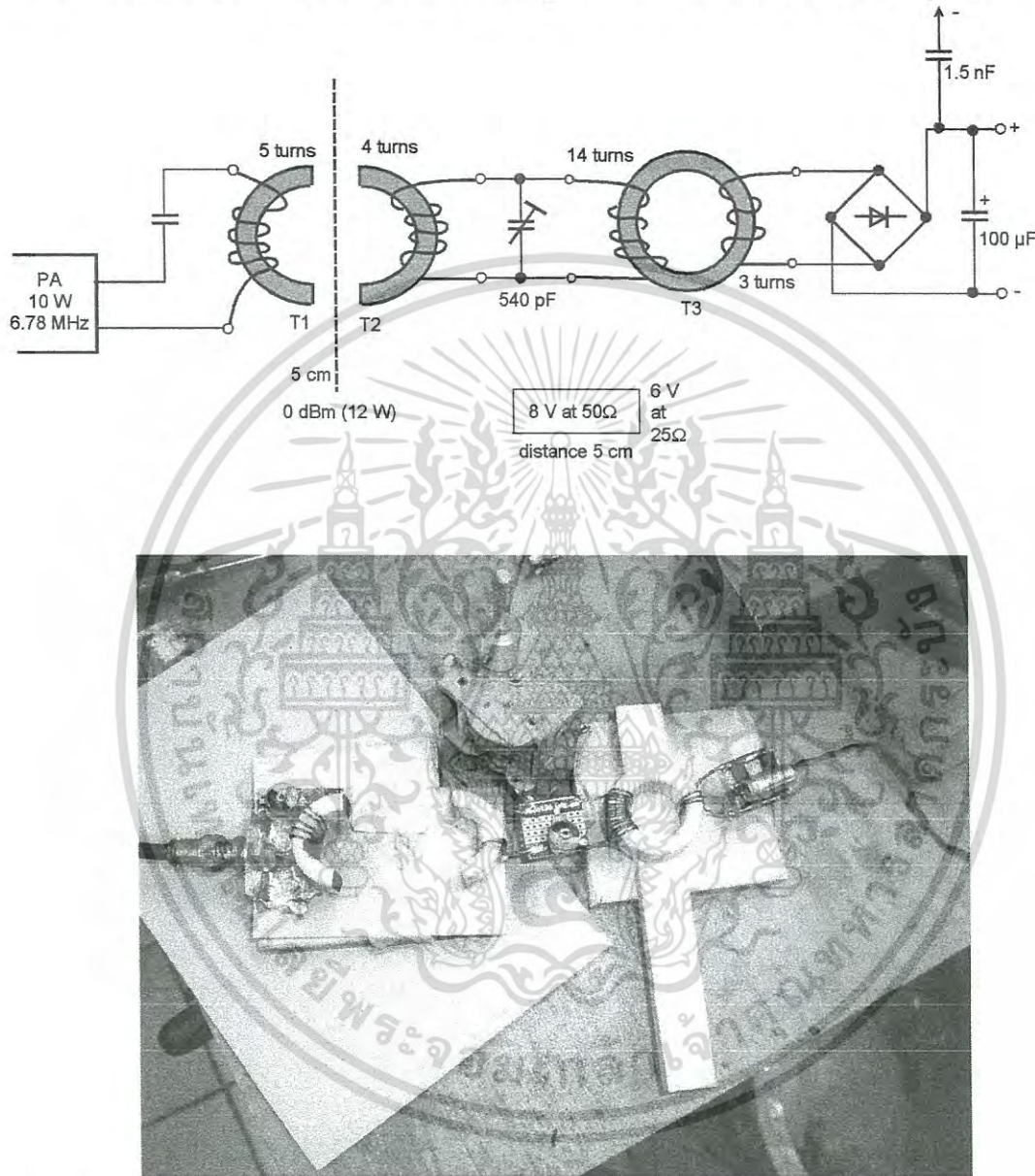


Figure 2.19: Circuit diagram and set up of the transmission – receiving system with a decoupling transformer.

This configuration has an efficiency of $[(8 \text{ V})^2/50 \text{ Ohm}]/12 \text{ W} = 0.11$ which is 11% at a core to core distance of 5 cm.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 Summary of the basic research and conclusion

The calculation shows the evidence of the possibility for near field evanescent wave coupling. Theory shows an exponential decay of the wave without any further losses. The evanescent wave coupling presumes the use of an alternating electric or magnetic field. On one hand, due to limits of electromagnetic emission the frequency should be selected carefully. At the other hand the frequency should be selected that way, that losses – respectively parasitic effects do not take an important account.

CISPR 11 shows, that 6,78MHz is a frequency which can be chosen for high power emission as there is no limit set. This frequency is the lowest one available and still is not that high that RF effects due to parasitic impedances may hamper a further development too much. Furthermore harmonics of this frequency are within the list of CISPR11 as well which may be useful for keeping EMC limits due to switching harmonics of the RF generator.

The ICNIRP limit for the biological effects is in the selected frequency range at 0.1uT which needs to be considered later. The performance parameters of the device are set to reasonable levels the efficiency should be higher than 45% and the distance between transmitter and the receiver more than 30mm. With these presumptions a block diagram is developed and basic investigations have been performed. Calculations show that the presence of the ferrite gives the possibility for the resonance tunnel effect which is the post effect of the evanescent wave coupling in the vicinity of the inductor. Investigations show that the electrical behaviour of the ferrite material is one of the essential parameters for the efficiency and the size of the transmitter/receiver circuits.

To achieve a sufficient resonance effect the low impedance of the power amplifier must match to the transmitter resonance circuit which leads to the selection of a series resonance. The receiving circuit is chosen as a parallel resonance due to the matching to the field condition and the reduction of the mutual coupling between the inductors. The receiver circuit must be decoupled from the following bridge amplifier and the bulk capacitor unit. To achieve this this a decoupling and matching transformer is used. Nevertheless the whole system still heats up and the efficiency is approx. 11% which is very low and far away from the goal of 45%. The further investigation must include the following aspects:

- detect the main influences of losses
- increase power transmission
- increase efficiency (performance)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. Proposed system and its design and optimization

3.1 Proposal of the system and further concept

The basic research and analysis shows that the concept of the system can be used for further investigation. Figure 3.1 shows in an overview the achieved status of the development so far.

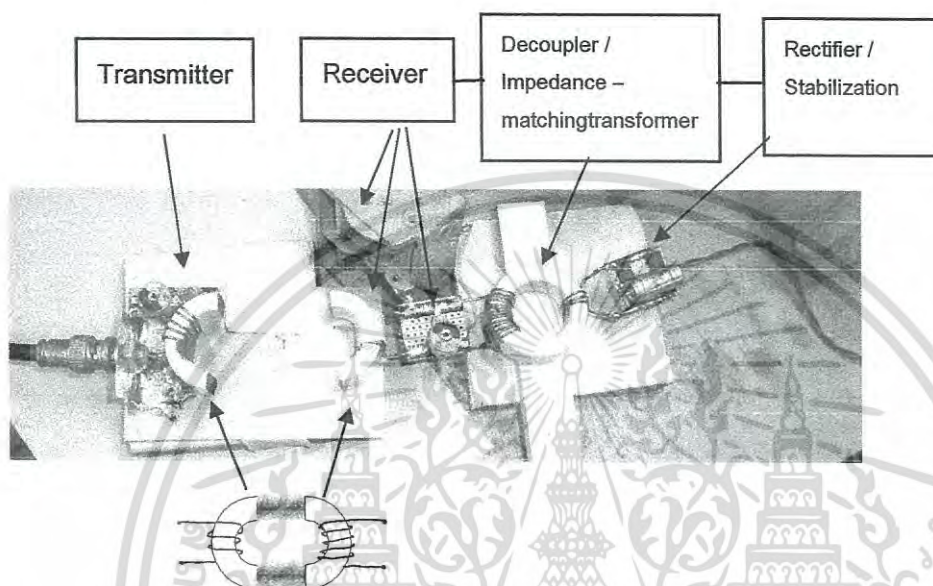


Figure 3.1: Overview of the concept for wireless power transmission

The transmitter circuit and the receiver circuit are coupled via resonance. To separate the receiver circuit from the rectifier a decoupling transformer is used. Furthermore the transformer matches the impedances between receiver circuit (high impedance) and the rectifier (low impedance). For the further development it is essential to increase the efficiency which is approx. 11% by

- optimize matching of transmitter/RF-source, transmitter/receiver, and receiver/rectifier
- decrease losses by
- selection of capacitors
- modify transmitter and receiver coils, number of windings, wiring system, construction of wires

3.2 Performance of the system

As the energy transmission is magnetic the contribution of the inductive part of resonance must be as high as possible. Both systems the transmitter circuit and the

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

receiver circuit are resonance systems. The resonance can be described by the formula

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.0)$$

The contributions of the Inductance and the capacitance can be chosen whereas the resonance frequency can still be kept the same. For our circuit the magnetic field contribution is essential. This can be achieved by a high inductance value and a low value of the capacitance in both resonance circuits, the transmitter and the receiver, to get a high portion of magnetic energy.

With decreasing distance to 30 mm and the change of the number of turns in all parts we get the set up shown in Figure 3.2.

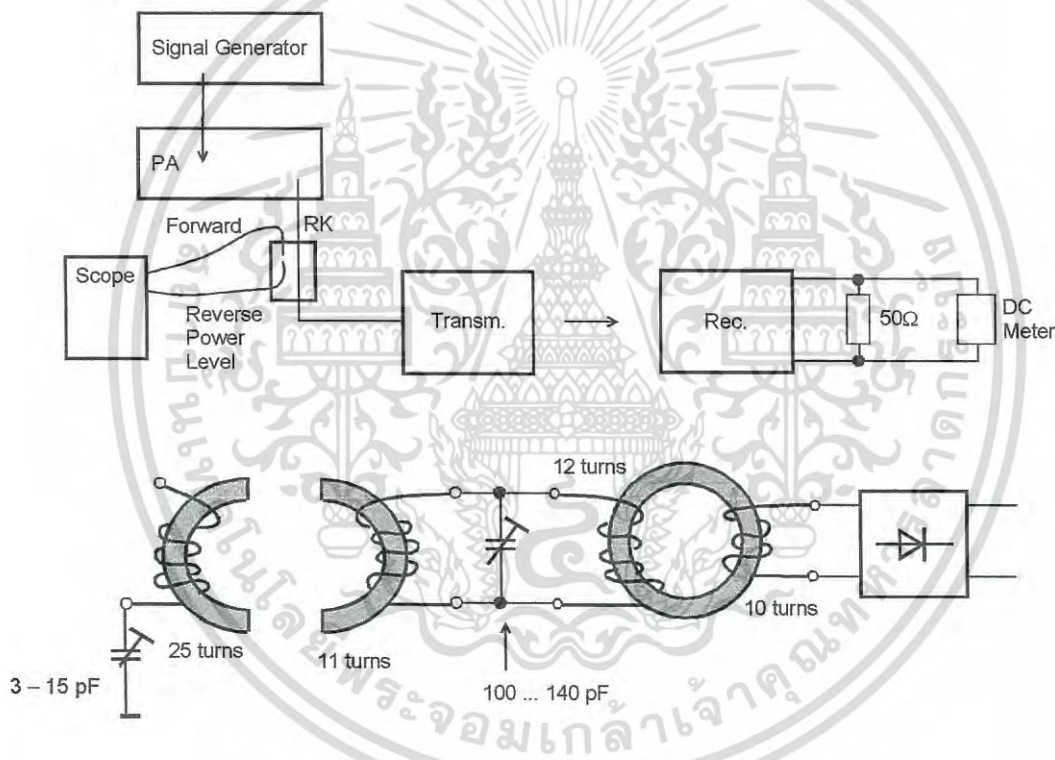
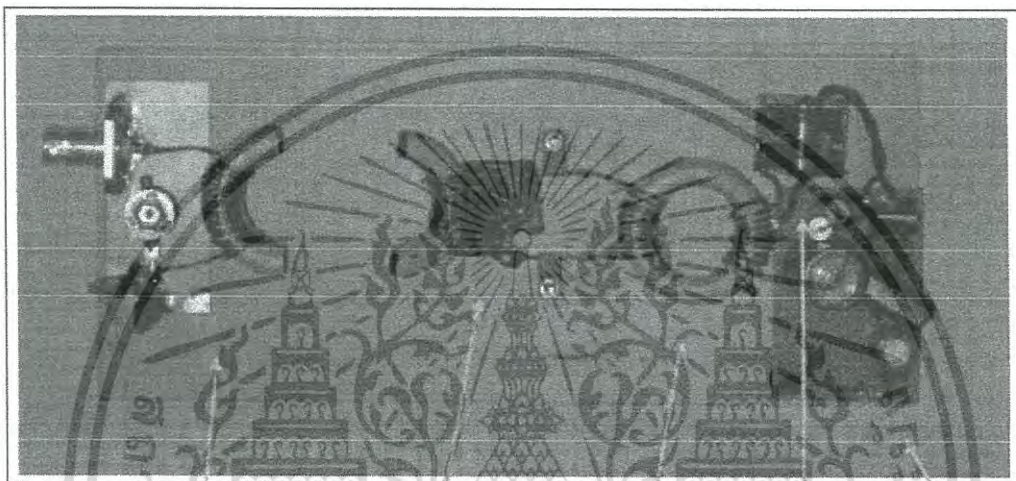
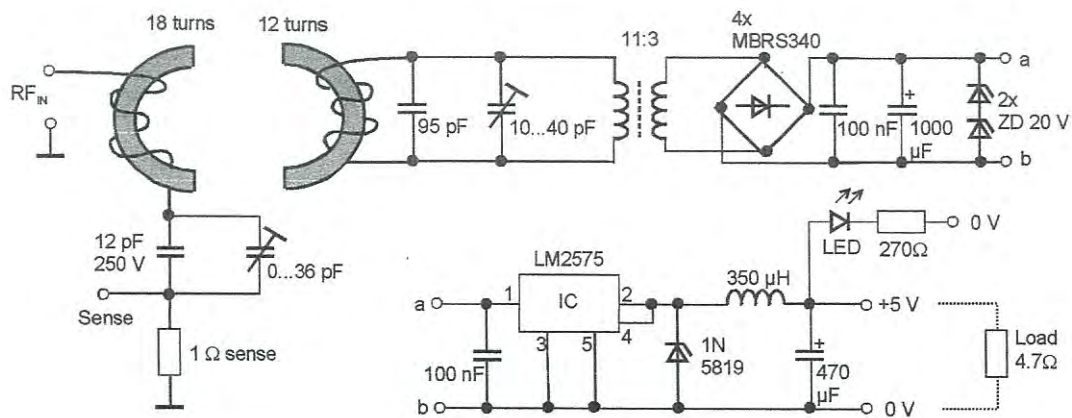


Figure 3.2: Test set-up with reduced distance of 30 mm between the interface ferrites and optimized number of turns.

The input power is 12 W (0 dBm at the signal generator) and the output voltage is 16.5 V at 50 Ohm. This results in an efficiency of $[(16.5 \text{ V})^2/50 \text{ Ohm}]/12 \text{ W} = 0.46$ which is 46% at a core to core distance of 3.0 cm. Both interface cores heat up to approx. 85°C. For further development a DC/DC converter LM2575 is added to the system. The circuit diagram and the system prototype is shown in figure 3.3.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Transmitter cct.

Receiving cct.

Decouple
transformer

Rectifier

Converter

Figure 3.3a, b: Circuit diagram and prototype of the optimized system with a decoupling resp. impedance matching transformer.

The measured waveforms according to the positions marked in the schematic diagram are described in the following section.

The voltage waveforms at three points according to the diagram in figure 3.3. are evaluated. Measured are the wave forms and levels at

- 1) the terminal of transmitter,
- 2) the receiver, and
- 3) at the output of the matching transformer.

The RF amplifier is used as the primary source transmitting the power at 10 W ranges with the operating frequency at 6.78 MHz. The signals at three main points are measured as follows:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1 At the transmitter

Between the power amplifier and the transmitter input a 40 dB directional coupler [14] is included (Figure 3.4):

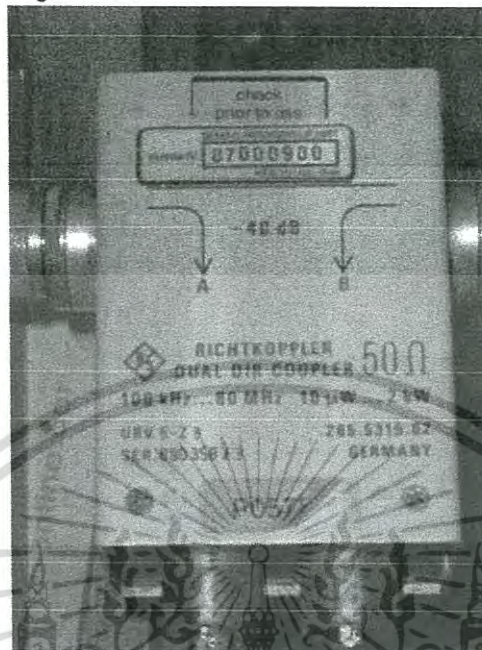


Figure 3.4: Directional coupler with the outputs A (transmitted power) and B (reflected power).

The signals of the outputs are shown at Figure 3.5. The input power at the transmitter circuit is approx. 13 W.

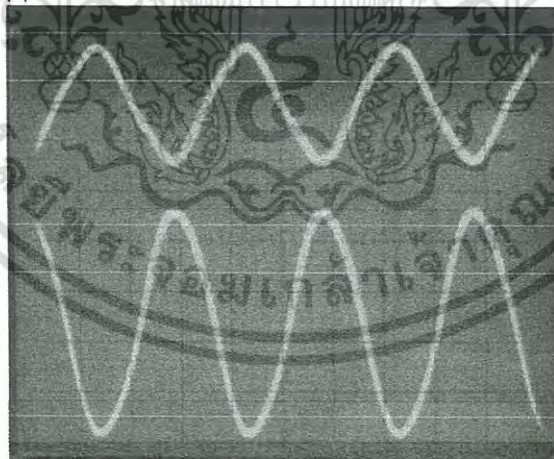


Figure 3.5: Signals at directional coupler.

- Upper trace is output B (reflection from load), 50 mV/div at 50 Ohm (130 mVss), Time div: 50 ns/div.
- Lower trace is output A (Signal from PA), 200 mV/div at 50 Ohm (920 mVss)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 At the receiver

Signal at receiver coil / primary side of transformer is measured as shown at figure 3.6. As the circuitry is very sensitive to any coupling the resonance is shifted by the voltage probe (10:1, 13 pF input capacitance) of the scope. Therefore the level is not representative.

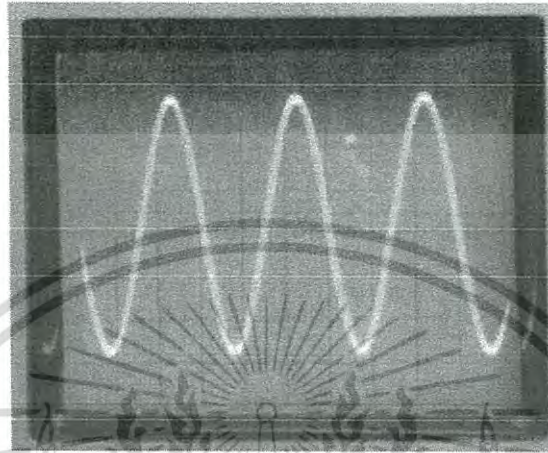


Figure 3.6: Signal, effected by the capacitive load of the probe at the receiver coil.

The resolution is 20V/div, the level 120Vss, Time div: 50 ns/div.

3.2.3 At the secondary of the matching transformer

The signal at the secondary side of the matching transformer which is the input of the bridge rectifier is shown at Figure 3.7. The distortion is caused by the nonlinear load of the rectifier.

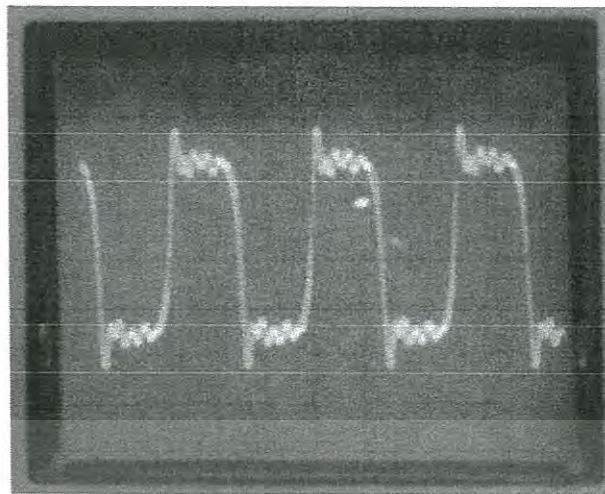


Figure 3.7: Signal at secondary side of transformer (2V/div, 10Vss).

3.3 Performance analysis

Figure 3.8 shows the load supply situations in dependence of the input power. UDC is the voltage before the DC/DC converter (refer to circuit diagram).

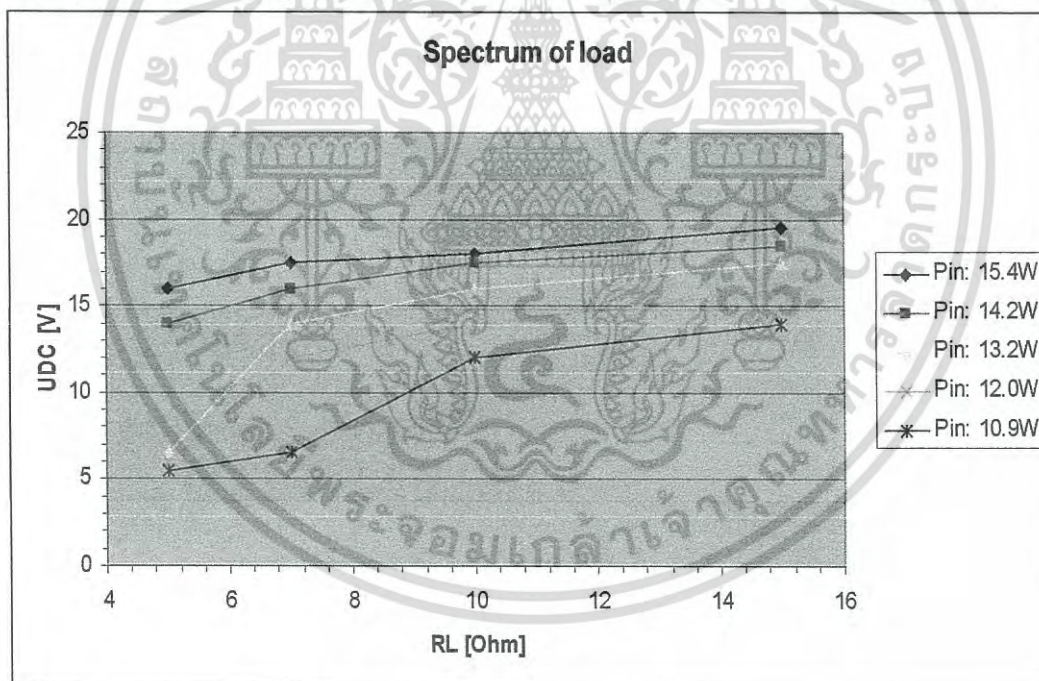


Figure 3.8: Performance in dependence of the load.

The DC/DC converter is able to stabilize down to an input voltage level of 7V. This results in a necessary minimum of input power. Below the limit the safe operation of the system is not guaranteed, resp. impossible

Load	Input power	Output power	Efficiency (%)
------	-------------	--------------	----------------

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Ω)	(W)	(W)	
5	12.5	5	40.00
7	10.5	3.6	34.28
10	9	2.5	27.78
15	<9	1.7	<18.89

Figure 3.9: System performance at various loads.

The data above (figure 3.9) was measured under warmed up condition in average resonance adjustment for safe working. The maximized adjustment of the resonance, does not work at this status just after turning the equipment on. The adjustment can be performed each time separately after warm up and gives the maximum efficiency performance of 45% for the input power of 11 W with an output power of 5 W and an output voltage of 7 V_{DC}.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 Increasing the efficiency by reduction of losses

For increasing the efficiency of the system it is necessary to reduce the main contributions of the losses. Main losses are expected in

- Transmitter core because of too high flux density and the skin effect losses in the coil
- Transmitter capacitance (dielectric losses)

Furthermore the receiver path needs to be checked according the necessary core dimensions to avoid too high flux density or core saturations.

3.4.1 At the transmitter

For a more precisely calculation of the flux density in the transmitter core a sense resistor can be added into the current path like illustrated in figure 3.10. For the measurement the input power is set to 15 W.

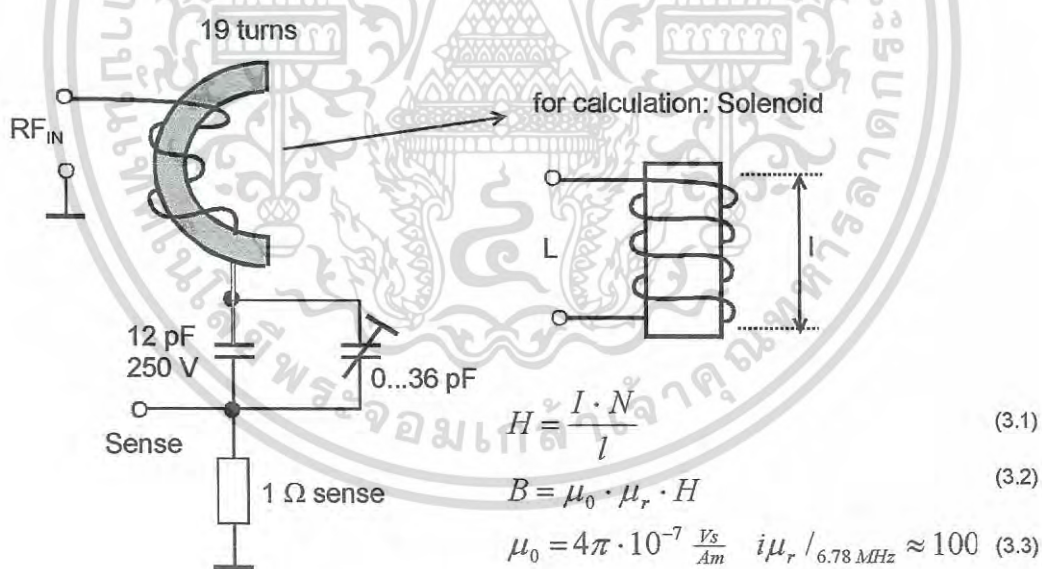


Figure 3.10: Circuit diagram of the transmitter circuit with an additional sense resistor.

The voltage at the sense resistor of 1 Ohm at an input power of 15 W is 2 Vss.

With that we get a flux density B [15] of

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$U_{sense3} = 2V_{ss} \quad L_{HP} = 33 \mu H \quad (3.4)$$

$$B = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot I_{ss} \cdot N}{l} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 100 \cdot 2 \cdot 19}{25 \cdot 10^{-3}} = 191 \text{ mT}$$

The 4C65 ferrite specifications give a maximum flux density of 380 mT at 20°C which reduces to 340 mT at 100°C (refer to table below, figure 3.11).

Low permeability NiZn ferrite 4C65			
SYMBOL	CONDITIONS	VALUE	UNIT
μ	25°C; ≤ 10 kHz; 0.25 mT	$125 \pm 20\%$	
B_{SAT}	25°C; 10 kHz; 3000 A/m 100°C; 10 kHz; 3000 A/m	≈ 380 ≈ 340	mT
$\tan\delta/\mu$	25°C; 3 MHz; 0.25 mT 25°C; 10 MHz 0.25 mT	$\leq 80 \times 10^{-6}$ $\leq 130 \times 10^{-6}$	
ρ	DC; 25°C	$\approx 10^5$	Ωm
T_c		≥ 350	°C
density		≈ 4500	Kg/m^3

Figure 3.11: Specification of NiZn ferrite 4C65.

According to the calculation the flux density of the transmitter core is far below the saturation flux density B_{SAT} .

$$\Rightarrow B = 191 \text{ mT} < B_{SAT} \quad (3.5)$$

In practice if we consider a ferromagnetic material with a given hysteresis exposed to an alternating magnetic field there are two independent mechanisms causing those losses:

1. The changing magnetic field which induces currents wandering around in the material (eddy currents).
2. The movement of domain walls needs and disperses some energy (hysteresis losses)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Both effects sum up and the energy is converted into heat [16]. The relation for the total ferromagnetic loss P_{Fe} per unit volume of the material is

$$P_{Fe} = P_{eddy} + P_{hyst} \approx \frac{\pi \cdot d^2}{6p} \cdot (f \cdot B_{max})^2 + 2f \cdot H_C \cdot B_{max} \quad (3.6)$$

with

d = thickness of the material perpendicular to the field direction

H_C = coercitive field strength

The parameters of the ferrite material like the hysteresis curve and B_{max} and the frequency are already given. Nevertheless to distribute the losses the core is doubled in its volume by the use of two half rings (figure 3.12). This reduces the heating up per volume.

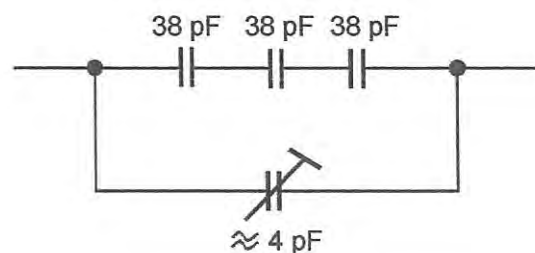


Figure 3.12: Use of two ferrite half toroids to double the volume of the transmitter core.

To reduce the losses in the transmitter capacitor the capacitance is split up in 3 main capacitors with glass dielectric and an air tuning capacitor with a low capacitance for fine adjusting of the resonance. Figure 3.13 shows the capacitance circuit. The capacitive values for the resonance condition:

$$C = \frac{1}{\omega^2 \cdot L} = \frac{1}{(2\pi \cdot 6.78 \cdot 10^6)^2 \cdot 33 \cdot 10^{-6}} F = 17 \text{ pF} \quad (3.7)$$

We have a combination of 3 series capacitors with a trimmer capacitor:



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

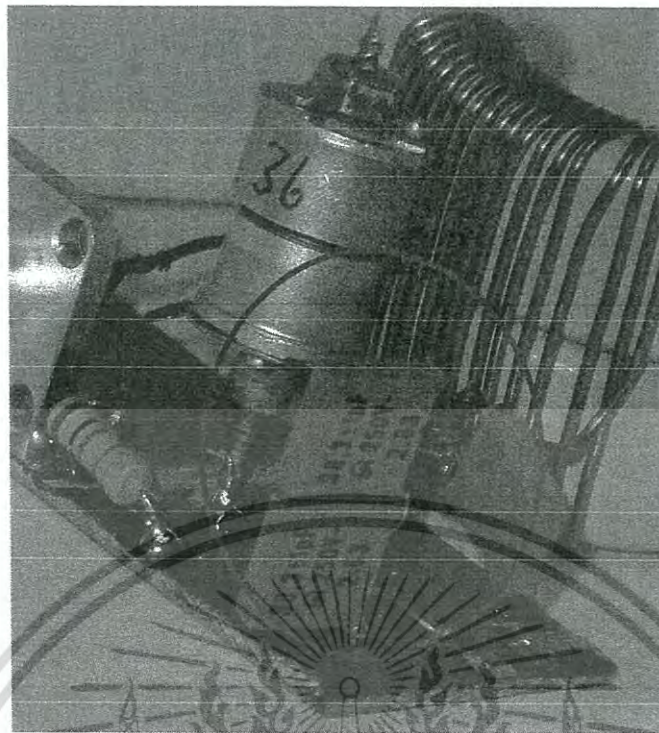
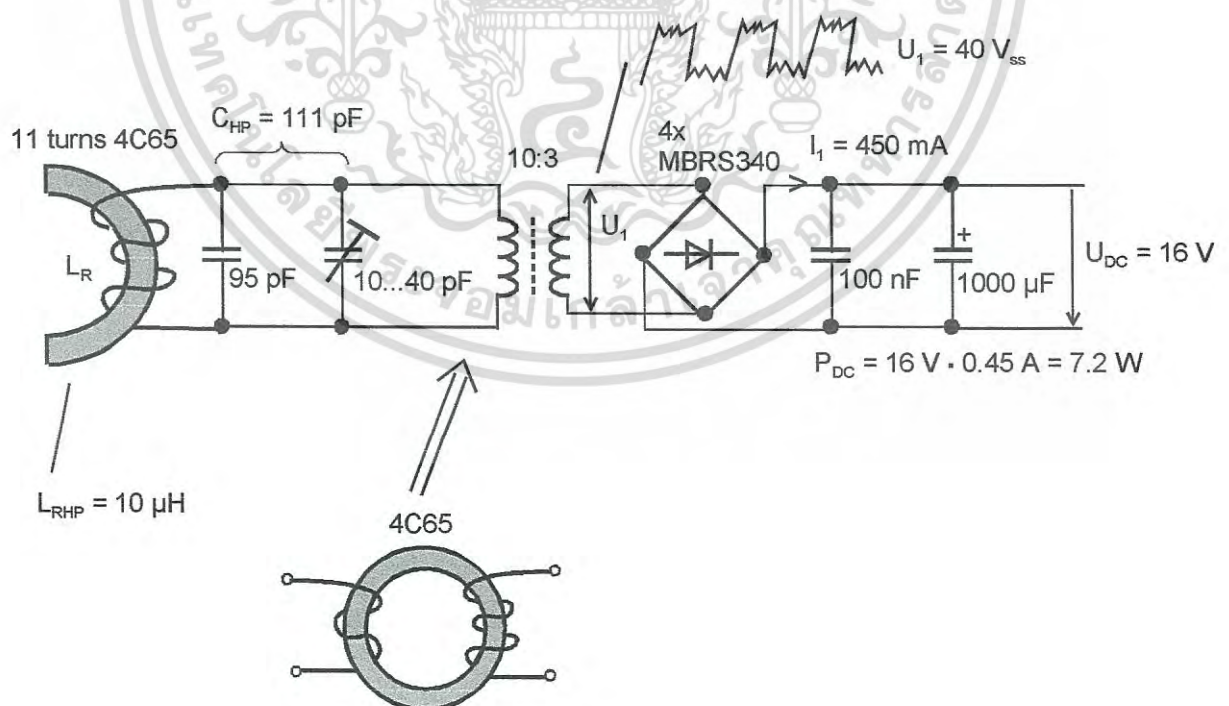


Figure 3.13: Splitted transmitter capacitance.

3.4.2 At the receiver

The schematic diagram of the receiver circuit is shown at figure 3.14. The diagram includes also the “voltage and current relations” for calculation of the flux density.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

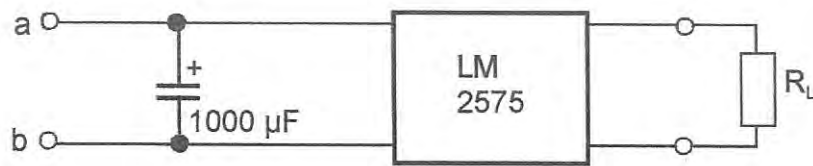
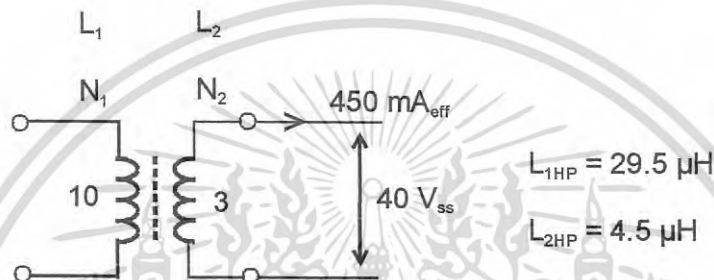


Figure 3.14: Schematic diagram of the receiver circuit with DC/DC converter (5 V).

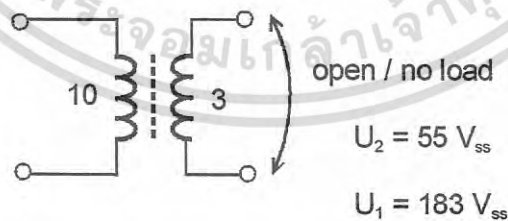
With that data it is possible to calculate the flux density in the receiving inductances. The situation in case of load at the transformer is:



Rough calculation:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} \Rightarrow U_1 = 40 V_{ss} \cdot \frac{10}{3} = 133 V_{ss} \quad (3.8)$$

Relations without load give the worst case for the calculation of the maximum flux density saturation:



$$B_{\max} = \frac{E_{RMS} \cdot 10^8}{4.44 \cdot Ae \cdot N \cdot f} \quad (3.9)$$

Ae: cross section area of core [cm]

$$Ae = 975 \text{ mm}^2 \cong 0.97 \text{ cm}^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B_{\max} = \frac{\frac{183}{\sqrt{2}} \cdot 10^8 \text{ V}}{4.44 \cdot 0.97 \text{ cm}^2 \cdot 10 \cdot 6.78 \cdot 10^6 \text{ 1/s}} = 44.31 \text{ Gauss} \quad (3.10)$$

$$\triangleq 4.4 \text{ mTesla}$$

$$\Rightarrow B_{\max} = 4.4 \text{ mT} \ll B_{\text{SAT}} (340 \text{ mT at } 100^\circ\text{C}) \quad (3.11)$$

The flux density at worst case operating conditions at the transformer is much lower than the maximum flux density.

3.4.3 Calculation of the efficiency

With the adjusted input power of 15 W and the current voltage relations at the output like illustrated at Figure 3.13 we get

$$P_A = 15 \text{ W} \quad (3.12)$$

$$P_{\text{DC}} = 16 \text{ V} \cdot 0.45 \text{ A} = 7.2 \text{ W}$$

$$\eta = \frac{7.2}{15} \cdot 100\% = \underline{48\%} \text{ (incl. DC / DC converter)} \quad (3.13)$$

The heating up progress of the transmitter inductance is:

Time [min]	Core temperature [C°]
1	23
2	35
3	42 \Rightarrow wire 55 – 60°C
4	55 \Rightarrow wire 60 – 65°C
5	constant after 4 minutes

Room temperature: 20°C

The temperature measurement shows that the wire of the coil gets hot before the core heats up. One effect of the heating up of the wire is the high current density because of the skin effect at the transmitter coil.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.4 Variation of different wire material at the transmitter inductance

Current takes the path of lowest inductance which is also the path of smallest loop area. This results in lower energy being stored in the magnetic field. So the current is concentrated along surfaces that it can be closer to the currents in the return path. At high frequencies, current does not flow evenly throughout the entire cross-section of the conductor but is more concentrated at the surface. The higher the frequency, the more the current is concentrated on the surface. This results in higher I^2R losses at higher frequencies. The current density varies exponentially as a function of depth from the surface of the wire. However, it is helpful to think in terms of a skin depth. Skin depth is defined as the distance below the surface where the current density has fallen to $1/e$ or 37 % of its value at the surface [18, 31]. The skin depth at 6.78 MHz is for a copper wire is calculated as follows:

ω : Angular frequency of current (1/s) at 6,78 MHz
 μ : Magnetic permeability (μ_0 , μ_r , μ , for copper is approx. 1)
 σ : Conductivity of the material (1/ Ω m), for copper 1.05/ Ω m

$$\begin{aligned}\delta_0 &= 1.05 \frac{\Omega}{m} \\ \mu &= 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m} \\ \sigma_{cu} &= 5.82 \cdot 10^7 \frac{\Omega}{m}\end{aligned}$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}} \quad (3.14)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{2\pi \cdot 6.78 \cdot 10^6 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 5.82 \cdot 10^7 \cdot 1.05}} (\mu m)^2 = \underline{\underline{24.7 \mu m}} \quad (3.15)$$

⇒ The result shows: Possible high losses due to skin effect and too high current density. The current density is the ratio of current intensity to the area, perpendicular to current direction, through which this current is flowing. But this is due to the skin effect only in a small circle around the conductor. The mathematical definition of current density, which is applicable to any possible distribution of charges flowing in the conductor is

$$I = \int_{\vec{s}} \vec{J} \cdot d\vec{S} \quad (3.16)$$

where \vec{J} is the current density at the area element $d\vec{S}$, and I is the total current through area [A/m^2]. The “arrow notation” for vectors is used here.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

For a rough estimation we can calculate like

Wire dimension: \varnothing 0.8 mm



Current i_N = like given in figure 3.10

$2 V_{ss}$ at 1Ω

$$i = \frac{2V_{ss}}{1\Omega} = 2A_{ss} \quad (3.17)$$

$$\delta_{CK} = 24.7 \cdot 10^{-6} m \Rightarrow \text{down to } 37\% \text{ for } 6.78 \text{ MHz} \quad (3.18)$$

Current density S_δ at δ_{CK} for 6.78 MHz is:

$$\begin{aligned} \delta_{CK} &= 24.7 \cdot 10^{-6} m \Rightarrow \text{down to } 37\% \text{ for } 6.78 \text{ MHz} \\ S_\delta &= \frac{i}{A}; \quad A_\varnothing = r_1^2 \pi - r_2^2 \pi = (r_1^2 \pi - r_2^2 \pi) \pi \quad (3.19) \\ r_1 &= \frac{0.8 \cdot 10^{-3}}{2} m; \quad r_2 = \frac{0.8 \cdot 10^{-3} - 24.7 \cdot 10^{-6}}{2} m \\ A_\varnothing &= \left(\frac{0.8 \cdot 10^{-3}}{2} \right)^2 \pi - \left(\frac{0.8 \cdot 10^{-3} - 24.7 \cdot 10^{-6}}{2} \right)^2 \pi \\ A_\varnothing &= (160 \cdot 10^{-9} m^2 - 150.27 \cdot 10^{-9} m^2) \cdot \pi \\ A_\varnothing &= 30.56 \cdot 10^{-9} m^2 \\ S_\delta &= \frac{2A}{30.56 \cdot 10^{-9} m^2} = 65.4 \cdot 10^6 \frac{A}{m^2}! \end{aligned}$$

The current density limitation for standard applications is $1.0 \cdot 10^6$ A/m which is about 65 times less! This shows that the current density is very high and measures must be taken to reduce the density. One possible way is to increase the diameter of the wire. There are different possibilities to increase the “diameter” of the wire for reduction of the current density [18]:

- use a wire with larger diameter
- double the number of wires (Figure 3.15)
- use of “litz” where each sole wire is isolated from the others

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

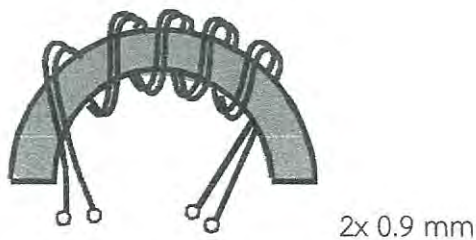


Figure 3.15: Example of increasing the “diameter” of the wire.

The effect is:

- ⇒ Higher efficiency, the core and the coil keep „colder“
- ⇒ Reduced copper resistance R_{Cu} and the lower impact of the skin effect

The assembling of a coil depends on several parameters:

- Number of turns
- Material of wire
- Diameter of wire
- In case of litz:
 - Number of wires
 - Kind, style of twisting

The next step in this work is to establish the coil in that manner that the skin losses and with that the temperature of the inductance decrease. The result should be a higher efficiency. The variation of the coil may change

- Number of turns
- Impedance matching to power amplifier and to the system receiver
- Magnetic field contribution (efficiency)

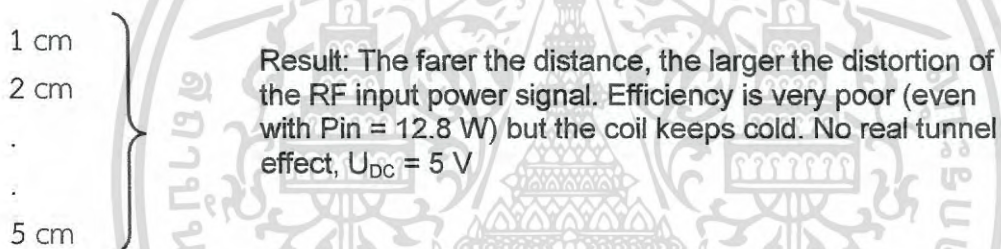
3.4.4.1 \varnothing 2 mm Litz with 7 turns on two half toroids

The wire used in the previous investigations was Cu 0.8 mm, the new material shown in Figure 3.16 is \varnothing 2 mm litz consisting of approx. 200 single isolated Cu strands.



Figure 3.16: 7 turns \varnothing 2 mm litz on two half toroids with $C = 160$ pF serial capacitance.

The variation of distance between the transmitter coil and the receiver coil shows the matching of the system between the transmitter and the receiver:



The magnetic coupling between the inductances is insufficient and as can be seen in the figures 3.17 to 3.21 the impedance towards the power amplifier and the receiver coil does not match, which means the number of turns is too low. There establishes no evanescent wave coupling thus no real tunnel effect.

In case of evanescent wave coupling coming from close distance between the coils up to a “coupling dependent” distance, which is approx. 1 to 4 cm in our system there is a “link” where the efficiency varies only a little and has a kind of hysteresis. After exceeding of the distance the power transmission breaks down immediately which means the link is some kind of lost and thus the evanescent wave effect stops. The test set up of the transmitter and the receiver resonance circuits is illustrated in figure 3.17.

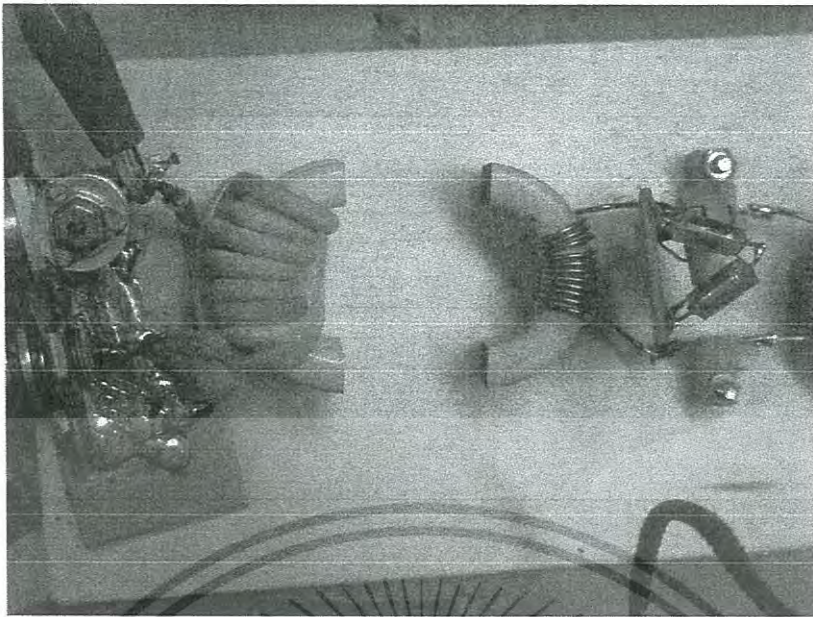


Figure 3.17: Test set-up with 7 turns \varnothing 2 mm litz.



Figure 3.18: Shape of the input voltage at transmitter inductance, distance transmitter – receiver: 1 cm.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

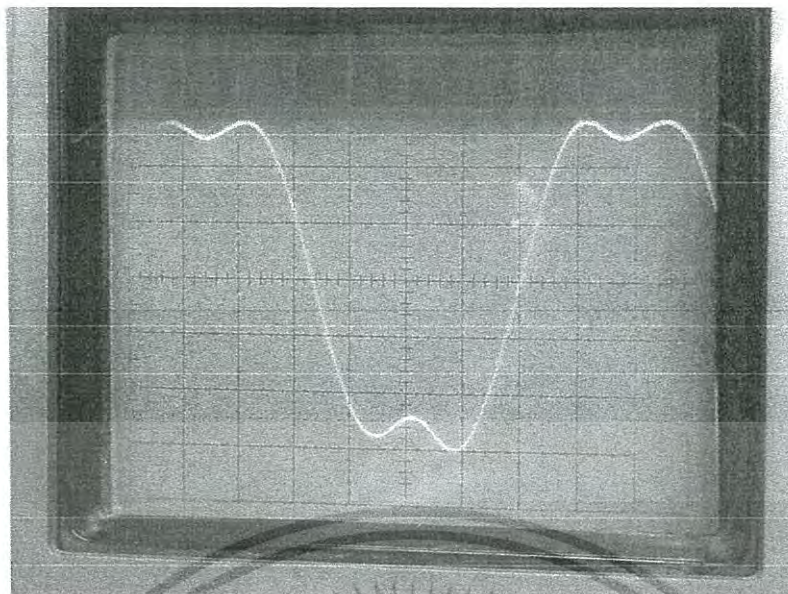


Figure 3.19: Shape of the input voltage at transmitter inductance, distance transmitter - receiver: 2 cm.



Figure 3.20: Shape of the input voltage at transmitter inductance, distance transmitter - receiver: 3 cm.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

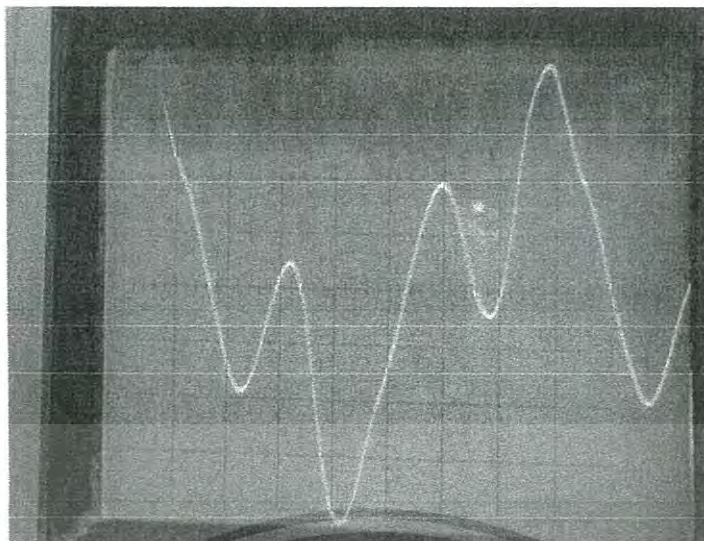


Figure 3.21: Shape of the input voltage at transmitter inductance, distance transmitter – receiver: 5 cm.

As can be seen from the figures, depending on the load and thus the exact adjustment of the resonance center frequency the voltage shape is distorted. This is related to the still missing impedance matching and the too high losses in the transmitter circuit.

3.4.4.2 Litz 1.2 mm \varnothing with 20 turns on one half toroid

To increase the magnetic portion of the resonance circuit the number of turns is increased to 20, what results in use of a thinner litz with \varnothing 1.2 mm and consisting of approx. 100 single isolated Cu strands. To compare temperature and evanescent wave coupling with the previous results a “one half toroid” core is used. Figure 3.22 shows the inductor.



Figure 3.22: 20 turns \varnothing 1.2 mm litz on one half toroid.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The performance is still lower than the “original” transmitter with the sole wire. At an input power of 13 W the coil and the core heat up to 95-110°C. The output voltage U_{DC} is 6.5 V, a metal plate (Al) helps to optimize matching and U_{DC} rises up to 8.5 V (figure 3.23).

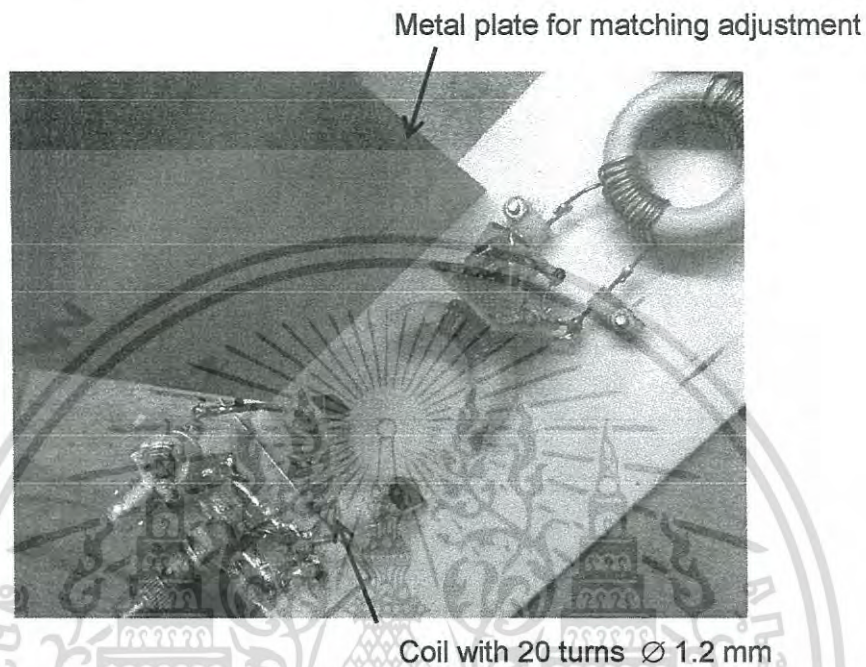


Figure 3.23: System with transmitter inductance with a litz wire and a metal plate for adjustment of the matching.

3.4.4.3 “Self Made” Litz 5x 0.5 mm Ø Cu on two half toroids

The transmitter inductance shown in figure 3.24 is provided with 17 turns of “self made” litz 5x 0.5 mm Ø twisted copper wires on two half toroids.

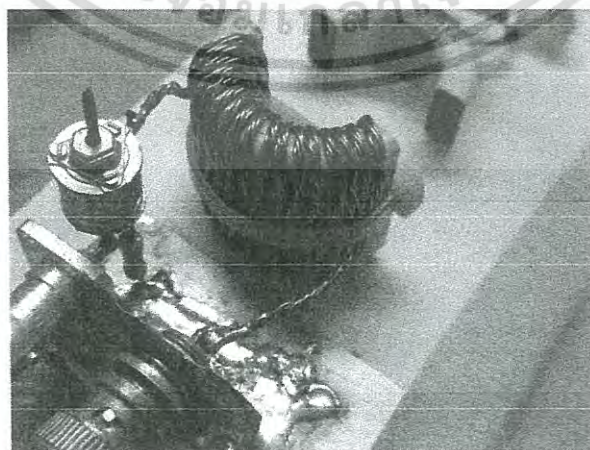


Figure 3.24: Set-up of the optimized transmitter inductance with “self made” litz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The measured parameters are:

$$\begin{array}{l}
 P_{\text{in min}}: 10 \text{ W (which is the lower operating limit)} \\
 P_{\text{out}}: \left. \begin{array}{l} I_{\text{DC}} \text{ (behind rectifier): } 580 \text{ mA} \\ V_{\text{DC}} \text{ (behind rectifier): } 10 \text{ V} \end{array} \right\} P_{\text{out}} = 5.8 \text{ W}
 \end{array}$$

$$\text{Efficiency: } \frac{5.8 \text{ W}}{10 \text{ W}} \cdot 100\% = 58\%$$

The temperature of the transmitter inductance is measured with a wireless precision temperature meter [19] (figure 3.25).

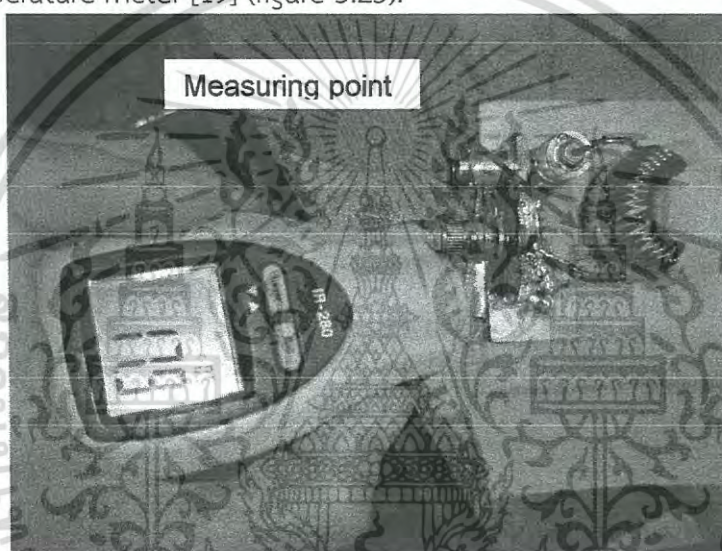


Figure 3.25: Contactless temperature measurement of core and coil with a pyrometer (reading here: 17.9 °C, cold condition).

The temperature of both the wire and the core decreases with use of the new litz wire almost to the half. The outer coil area shows a lower temperature than the inner (figure 3.26).

Wire: 39°C - 64°C
 Ferrite core: 64°C

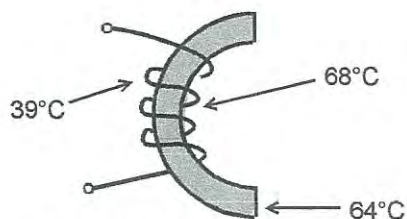


Figure 3.26: Coil and core temperatures of the optimized transmitter inductance.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

For the maximum matching a metal plate is adjusted along the transmission path (refer to figure 3.27). The plate creates a capacitive coupling between the two inductances which results in 10% higher output voltage U_{DC} .

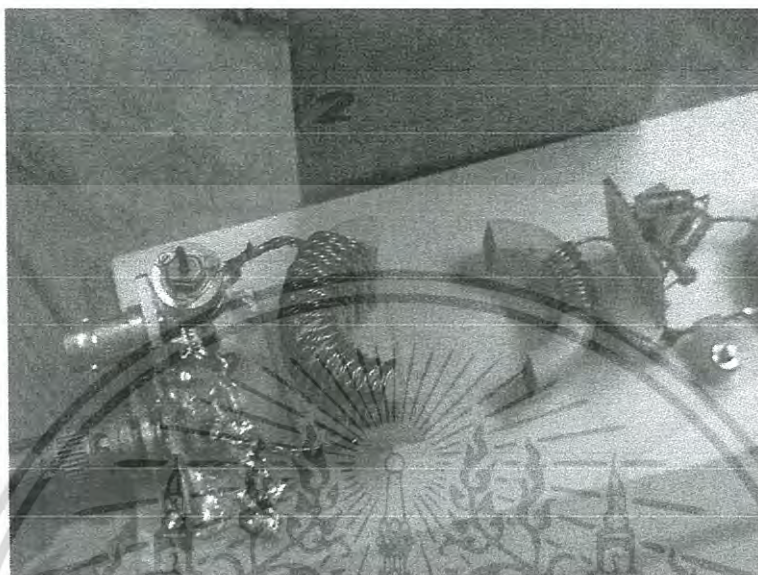


Figure 3.27: Set-up with metal plate which adjusts the matching.

Distance plate to coil: 1.5 cm

Plate size: $8 \times 23 \text{ cm}^2$

Plate adjustment influence (improvement): $\approx 10\%$ of U_{DC} .

To get an estimation of the loss contributions of the magnetic field and the transmitter inductance the power loss of the transmitter inductance can be calculated with the following formula [2]:

$$\Delta\vartheta = \left(\frac{\text{Total Power Dissipation [mW]}}{\text{Available Area [cm}^2\text{]}} \right)^{0.833} \quad (3.20)$$

$\Delta\vartheta$: Absolute system temperature (System – Ambient)

Available surface: 2 half rings $\approx 25 \text{ cm}^2$

Ambient temperature: 20°C

$$\Delta\vartheta: 70^\circ\text{C} - 20^\circ\text{C} = 50^\circ\text{C} \quad (3.21)$$

$$\Rightarrow 50 = \left(\frac{Px}{25} \right)^{0.833}$$

$$\Rightarrow Px = 110 \cdot 25 \text{ mW} = \underline{\underline{2.75 \text{ W}}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Result:

$$P_{in} = 10 \text{ W}$$

$$P_{out} \text{ (incl. DC/DC conv.)} = 5.8 \text{ W}$$

$$P_{TR} = 2.75 \text{ W}$$

⇒ Losses due to reflections, transformer, stray field: 1.5 W

3.4.4.4 Reverse calculation of the receiver circuit

As the calculation for the resonance condition by use of a basic formula shows different results than expected a reverse calculation with the already adjusted and measured components is performed:

The circuit diagram for optimized efficiency is shown at figure 3.28:

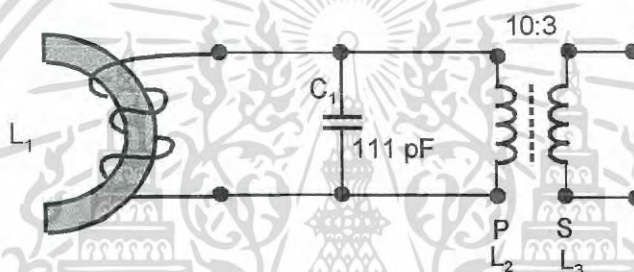


Figure 3.28: Circuit diagram of the receiver inductor (L_1) with the matching transformer (L_2 and L_3).

L_1 : 10 μH , L_2 when L_3 is shortened: 28.5 μH

$L = L_1 // L_2 // L_3 / \ddot{u}$, which is the total inductance of the system

$$\bullet L = \frac{1}{\omega^2 c} L = \frac{1}{111 \text{ pF} (2\pi \cdot 6.78 \cdot 10^6)^2} = 5 \mu\text{H} \quad (3.22)$$

⇒ L_1 should be 5 μH but is 10 μH

$$\bullet f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{10\mu\text{H} \cdot 111\text{pF}}} \neq 4.8\text{MHz} \quad (3.23)$$

$$\bullet L = A_L \cdot N^2 A_L = 170\text{nH} \pm 25\% \quad \text{from data sheet}$$

$$\mu_i = 125 \quad \text{from data sheet}$$

$$L = 170\text{nH} \cdot (11)^2 = 20\mu\text{H} \quad \text{from } N = 11$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{20\mu\text{H} \cdot 111\text{pF}}} = 3.39\text{MHz} \quad (3.24)$$

$$\text{exactly } \frac{6.78\text{MHz}}{2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The reverse calculation gives a wrong result. The system shows harmonic resonance effects. For further investigation a measurement set-up for checking the amplitude in dependence of the frequency of the circuit shows the resonance condition (figure 3.29).

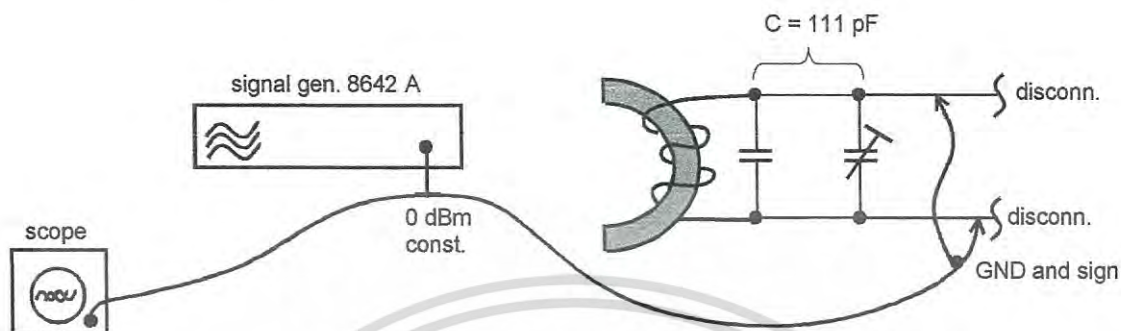


Figure 3.29: Test set-up to establish the resonance curve of the circuit

⇒ Relative amplitude levels at “resonances” are:

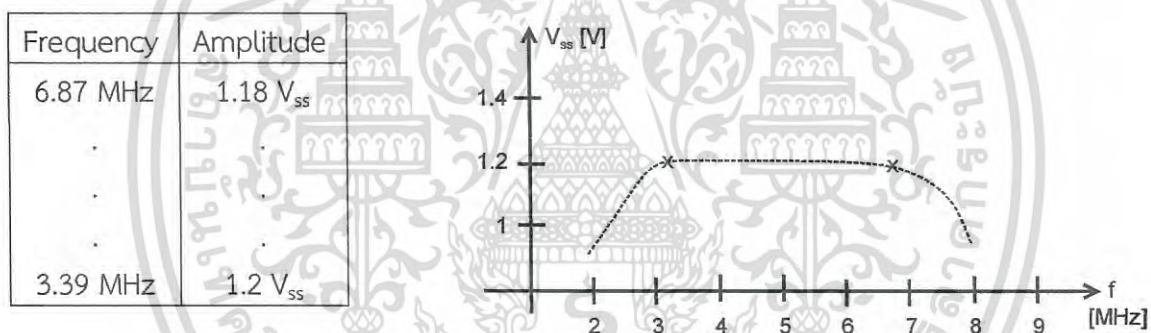


Figure 3.30: Resonance curve of the receiver unit

As shown in figure 3.30 the parallel resonance expands from 3.39 MHz up to approx. 7 MHz. To investigate the phenomenon in detail a new receiver inductance is developed:

⇒ Development of new secondary coil, resp. matching transformer:

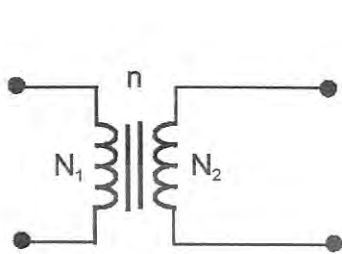
Litz 5x 0.8 mm \varnothing like transmitter

L = 11 turns ⇒ 9.5 μ H, Frequency = 6,78 MHz, thus the calculation for the capacitor is as follows:

$$C = \frac{1}{\omega^2 L} \Rightarrow C \approx 58 \text{ pF} \quad (3.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The experiment shows: There is no resonance! An adjustment with a variable capacitor shows for resonance the needed capacitance is $C = 112 \text{ pF}$. The reason for the deviation are the parasitic transformer capacitances and the transformation of the load capacitances from secondary side to the primary side like shown next:



$$n = \frac{N_1}{N_2} \quad (3.26)$$

$$I_1 = n \cdot I_2$$

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{N_1^2}{N_2^2} \quad \frac{N_1^2}{N_2^2} = \frac{C_2}{C_1} \quad (3.27)$$

3.4.4.5 Optimization of the Litz wire

A challenge in designing high-frequency inductors is to decrease eddy-current effects in windings. These effects include [18]

- skin-effect losses
- proximity-effect losses

Both can be controlled by the use of a wire consisting of multiple, individually insulated single strings as called “litz”. The bundle of strings can then be twisted or woven to a “litz wire”. The number of single strings – “stands” and the diameter of the stands must be regarded together as it influences

- The DC resistance
- The space of the coil
- AC losses (eddy currents)

There should be a balance between the eddy-current losses which should be small enough and the DC current losses which together should result in a minimum of losses. If the number of strands increases, the volume of the litz wire increases, too. With increasing number of strands the fraction of the contribution of wire insulation increases, what results in an increase of the DC resistance as well. Which is for mostly high current driven applications a huge disadvantage. The Portion of the window area occupied by the copper in a litz wire is less than it could be with a solid-wire winding. This results in a higher DC resistance when the other diameter is kept constant (fig. 3.31).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

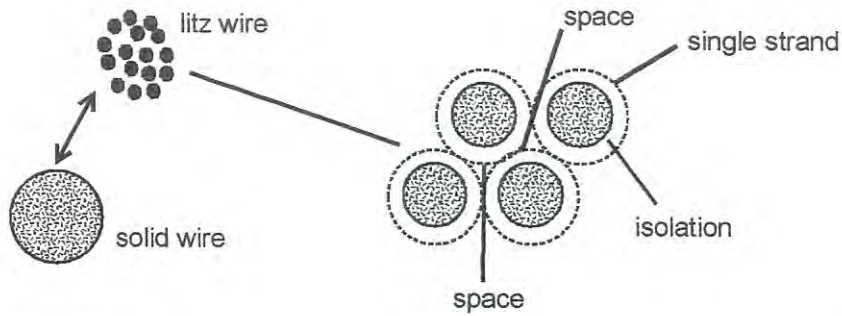


Figure 3.31: Cross sectional area of a litz wire, showing the loss of space copper if compared to a solid wire.

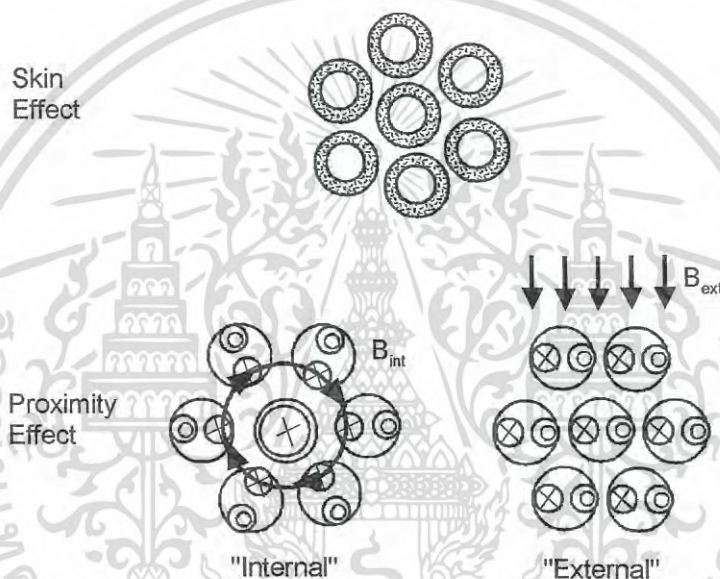


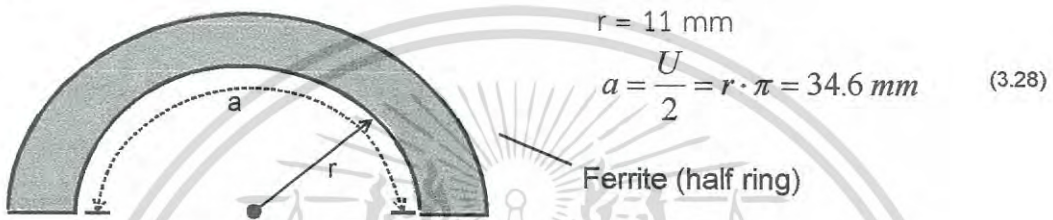
Figure 3.32: Types of eddy-current effects in litz wire.

The litz wire construction is designed to minimize the power losses exhibited in solid conductors due to the skin effect (figure 3.32). Skin effect is the tendency of current to flow in a conductor close to its outer surface. At low frequencies, the skin effect is negligible, and the current is distributed uniformly across the conductor. With increasing frequency, the depth to which the flow can penetrate reduces. Litz wire constructions reduce this effect by increasing the amount of surface area without significantly increasing size of the conductor. The optimal strand diameter should be smaller than the skin depth. For 6.78 MHz the skin depth in a copper wire is approx. 22 μm . However, because the optimal strand diameter is small compared to a skin depth, a simple many-strand bundle may be used but limited to the minimum strand diameter because of the high frequency and this the small skin depth of 22 μm and the rising DC resistance.

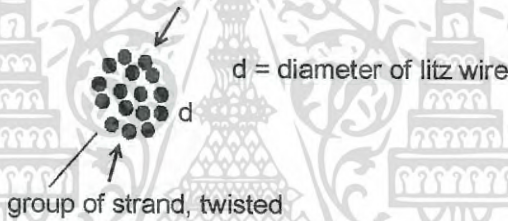
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The proximity effect is the tendency for current to flow in loops (figure 3.32) due to the presence of magnetic fields generated by nearby conductors, e.g. the other turns or windings of the coil. In inductors, proximity effect losses are generally more significant than skin effect losses. The reason for twisting the strands of the litz wire is to ensure that the magnetic influences compensate and so the strand currents are equal and thus the proximity effect is reduced. Calculation of the number of strands in dependence of the number of turns and the size of the ferrite:

- Number of turns: $18\frac{1}{2} = N$
Space



- Litz wire: $18\frac{1}{2} = N$



Maximum diameter of litz wire:

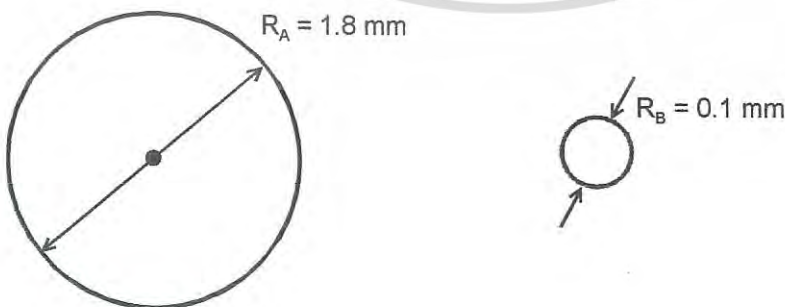
$$d_{\max} = \frac{a}{N} = \frac{34.6 \text{ mm}}{19} = 1.8 \text{ mm} \quad (3.29)$$

Available strand $\varnothing 0.1 \text{ mm}$

n: number of strands for d_{\max}

Litz wire:

Single strand:



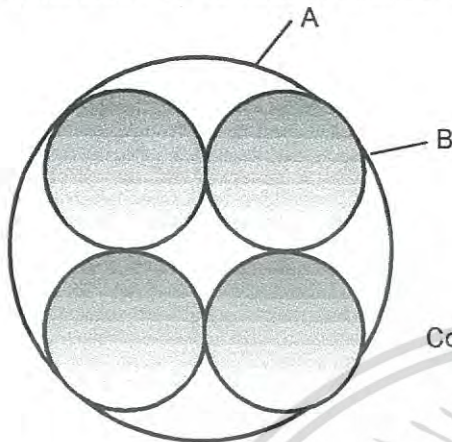
Area of litz wire:

$$F_A = \pi \cdot r_A^2 = \pi \cdot \left(\frac{1.8 \text{ mm}}{2}\right)^2 = 2.5 \text{ mm}^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Area of single strand: $F_B = \pi \cdot r_B^2 = \pi \cdot \left(\frac{0.1 \text{ mm}}{2}\right)^2 = 7.85 \cdot 10^{-3} \text{ mm}^2$

Calculation of number of strands for the given litz wire area:



Conversion: Circle to rectangle

Relation to 

$$A \circ = r_A^2 \pi = 2.5 \text{ mm}^2 \quad \left. \begin{array}{l} \\ \end{array} \right\} \text{factor } \frac{2.5}{3.24} = 0.77 \quad (3.30)$$

$$A \square = d_A^2 \pi = 3.24 \text{ mm}^2$$

$$B \circ = r_B^2 \pi = 0.0078 \text{ mm}^2 \quad \left. \begin{array}{l} \\ \end{array} \right\} \text{factor } \frac{0.0078}{0.01} = 0.78 \quad (3.31)$$

$$B \square = d_B^2 \pi = 0.01 \text{ mm}^2$$

$$n = \frac{3.24 \text{ mm}^2}{0.01 \text{ mm}^2} = 324 \text{ mm}^2 \quad n = n \cdot \text{factor} = 324 \cdot 0.77 = \underline{250 \text{ (number of strands)}}$$

strands)

Conclusion:

⇒ Number of strands is too high

- to high DC resistance
- to difficult to twist

⇒ Refer to experiment with industrial litz approx 200 strands:

1 dBm → 6 V_{DC} poor efficiency.

● Comparison of:

- Self made litz: 16 x 0.1 mm \varnothing 19 turns (figure 3.33)
Result: at 1 dBm (after hysteresis from 2 dBm): 13 V_{DC} 95°C!

- Old version, self made litz (see 3.4.3) 5 x 0.5 mm \varnothing
Result: 18 V_{DC} at 1 dBm and temp. 68°C_{max} ⇒ higher efficiency!

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

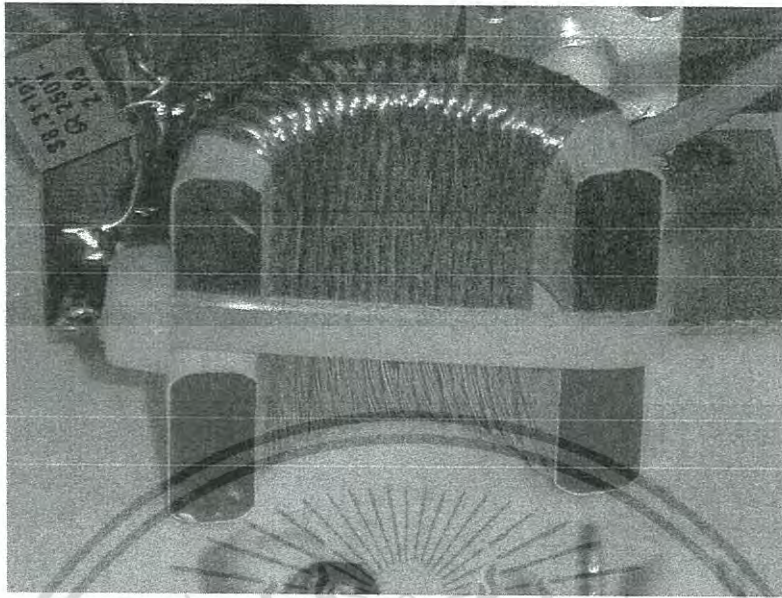


Figure 3.33: Coil with litz 16 x 0.1 mm, 19 turns.

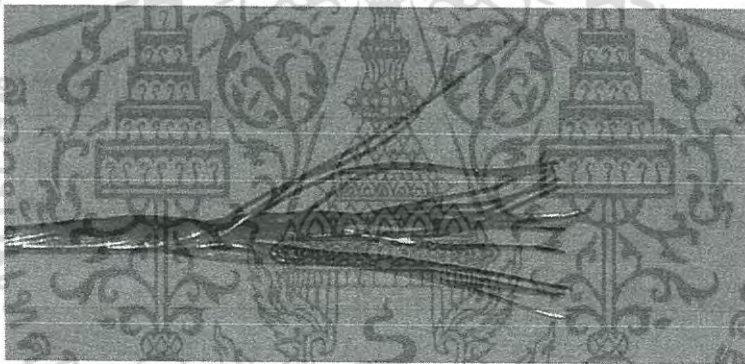


Figure 3.34: Litz wire with 16 strands 0.1mm.

The experiment shows that the chosen litz wire has too small strands and the proximity effect heats up the inductor too much. Thus a larger diameter of single strands must be chosen:

For reduction of the winding losses a new litz wire is produced (figure 3.34)

- New litz wire with 7 strands (figure 3.35)
 - 7 x 0.5 mm \varnothing
 - Parameters experiment:
 - $U_{DC} = 18 \text{ V}$ at 1 dBm (13.2 W) reduced to 0 dBm (12 W)
 - $\vartheta = 90 \dots 95^\circ\text{C}$ (wire inside core)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

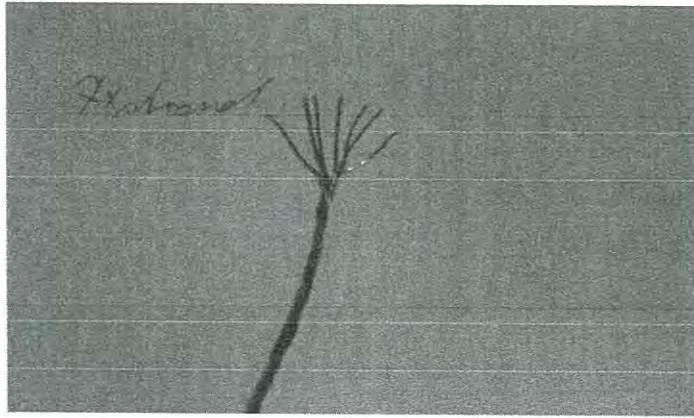


Figure 3.35: Litz 7x 0.5 mm.

Due to the larger diameter of the litz $1\frac{1}{2}$ layers are needed for the whole coil at the ferrite core (figure 3.36).

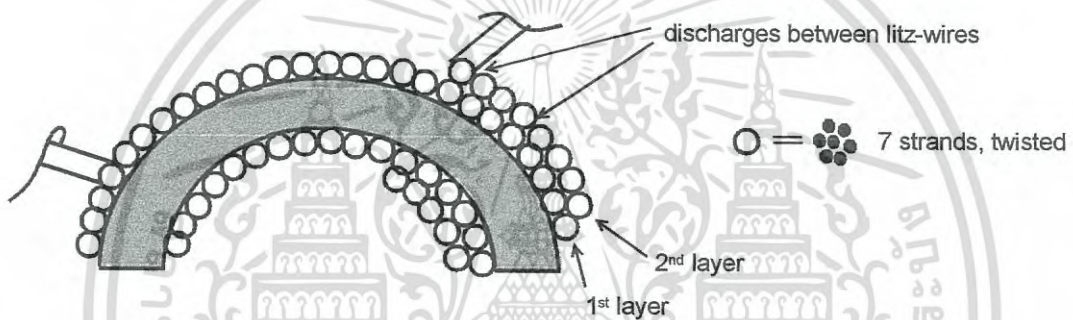


Figure 3.36: Layers for the 7-strand litz coil

With the new litz wire a transmitter inductor is made (figures 3.37, 3.38 and 3.39).

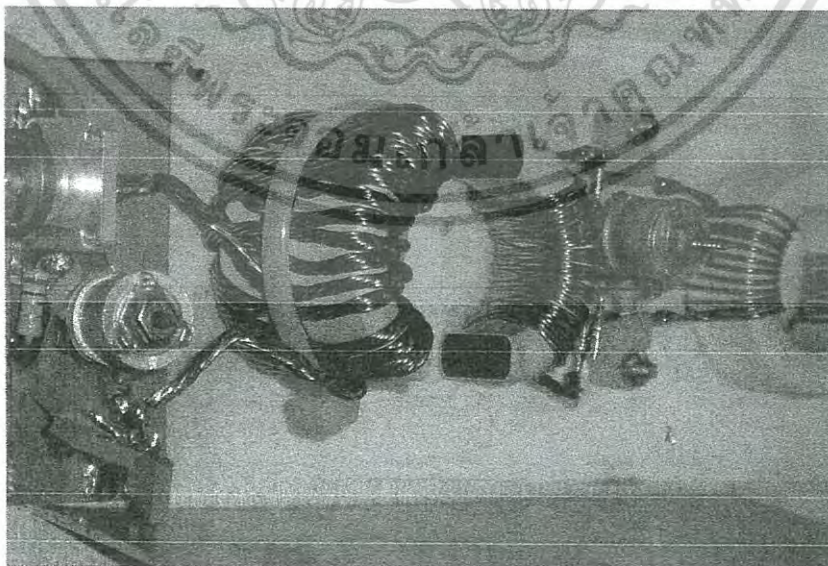


Figure 3.37: Transmitter coil with $1\frac{1}{2}$ layers 7x 0.5 mm, back view.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

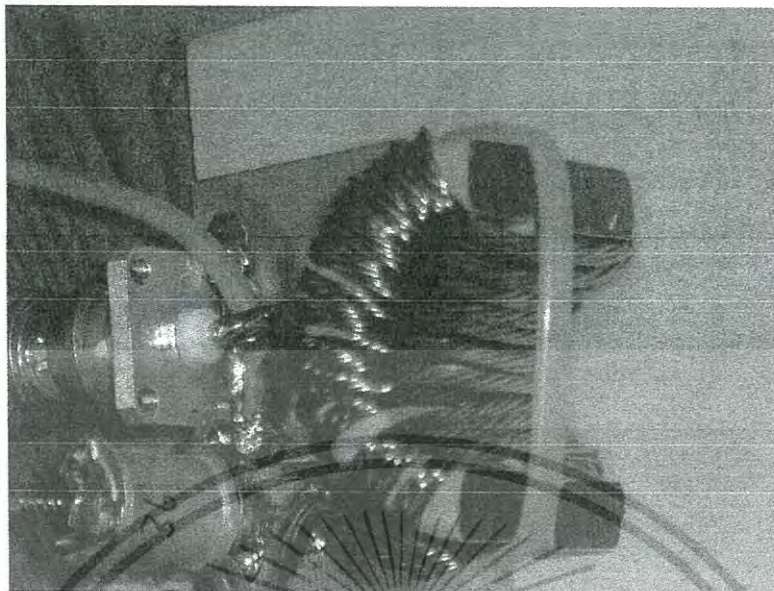


Figure 3.381: Transmitter coil with 1½ layers 7x 0.5 mm, front view.

The efficiency is higher now, the evanescent wave coupling establishes a sharp resonance effect which produces high voltage in the resonance circuits.

⇒ Problem in coil: High voltage (in resonance) causes “insulation” discharges

If the windings/turns are separated to one layer → no discharge any more, but the performance decreases. Levels are:

$$1 \text{ dBm} \rightarrow U_{DC} = 15 \text{ V}$$

$$0 \text{ dBm} \rightarrow U_{DC} = 12 \text{ V}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

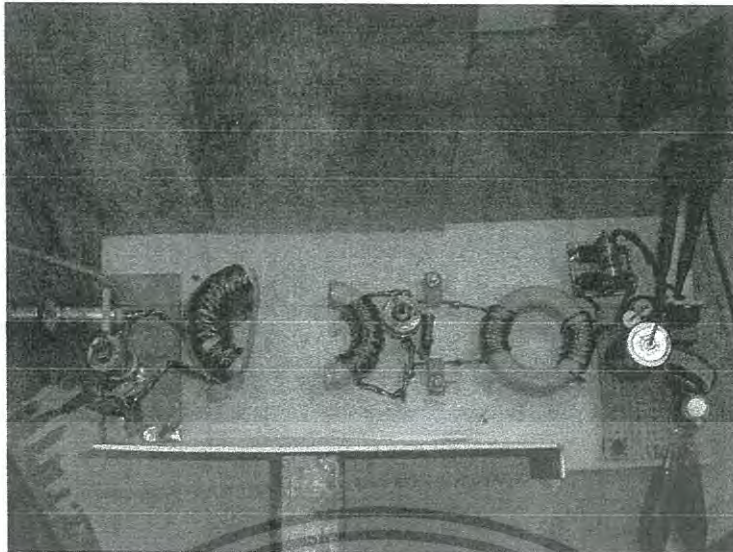


Figure 3.39: Test set-up with 7-strands transmitter coil.

Conclusion: The performance, resp. the efficiency is depending on the coil construction like the amount of twists per cm, the layer arrangement and the distance between the turns (figure 3.38). The experiment shows that a tighter twisting reduces the proximity effect: approx. 1.5 – turns/cm. 2 layers with 16 turns result in more capacitive coupling between the layers \Rightarrow less capacitance for serial capacitor is needed but the capacitance can hardly be controlled.

The serial capacitor of the transmitter circuit needs

- a high quality factor (low loss)
- a high maximum peak voltage

Therefore a combination of serial connected glass capacitors is established [20] (figure 3.40). For the fine adjustment an air trimmer is used [21].

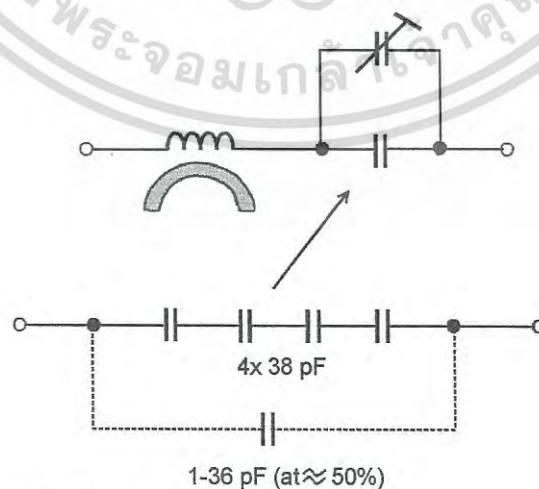


Figure 3.40: Arrangement of the transmitter capacitors.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

To the new capacitor arrangement the litz wire is twisted tighter (figures 3.41 and 3.42).

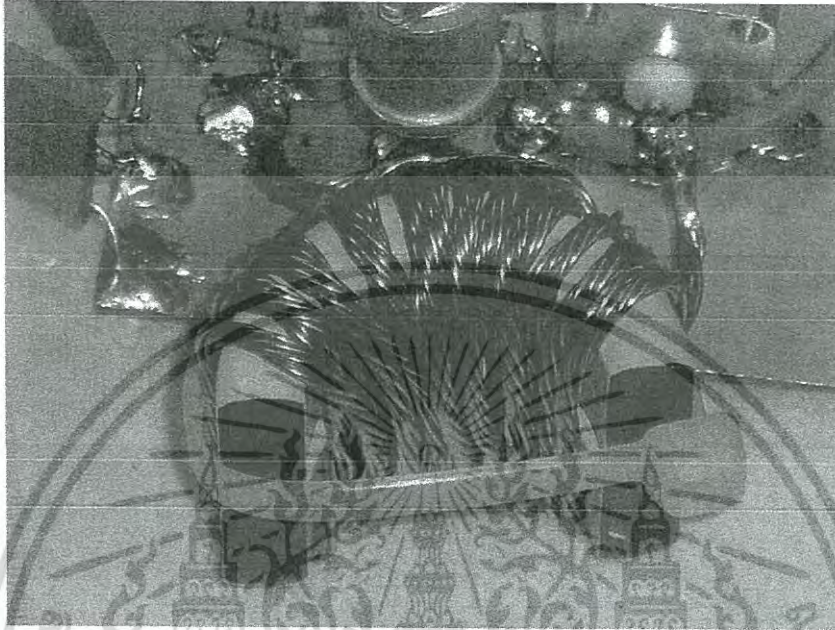


Figure 3.41: 7x 0.5 mm litz transmitter coil, tighter twisting of litz.



Figure 3.42: 7x 0.5 mm litz transmitter coil, serial capacitor arrangement.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The experiment shows a higher efficiency. The voltage levels are now:

20 V_{DC} at 1 dBm

14 V_{DC} at 0 dBm

Compared with the reference design in 3.4.3 there was 18 V_{DC} at 1 dBm! The conclusion is:

- ⇒ The performance can be increased by tighter twisting and compact winding what reduces the proximity effect
- ⇒ Sporadic discharges between the winding layers! The insulation of wire is too thin, turns have to be kept at distance to avoid coil damaging.

3.4.4.6 Investigation of core losses, wire losses and impedance matching by use of “Big Half Rings” and variation of turns and twisting

For a higher transmission power a bigger ferrite is used. The ferrite parameters are given in the specification of the ferrite supplier:

Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.956	mm^{-1}
V_e	effective volume	68200	mm^3
l_e	effective length	255	mm
A_e	effective area	267	mm^2
m	mass of core	≈ 325	g

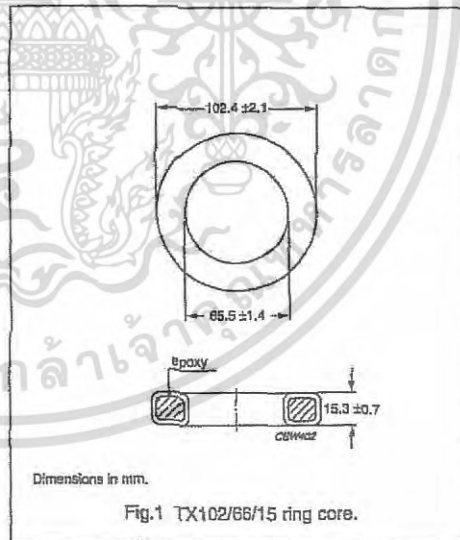
Coating

The cores are coated with epoxy, flame retardant in accordance with “UL 94V-0”; UL file number E 228348. The colour is white.

Isolation voltage

DC isolation voltage: 2000 V.

Contacts are applied on the edge of the ring core, which is also the critical point for the winding operation.



Ring core data

GRADE	A_L (nH)	μ	TYPE NUMBER
4C65	$165 \pm 25\%$	≈ 125	TX102/66/15-4C65
3C11	$5300 \pm 25\%$	≈ 4300	TX102/66/15-3C11
3E25	$7900 \pm 25\%$	≈ 5500	TX102/66/15-3E25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

For judgment of the usability a set up of transmitter and receiver circuits with “big” ferrite half rings has been performed. The schematic is shown in figure 3.43.

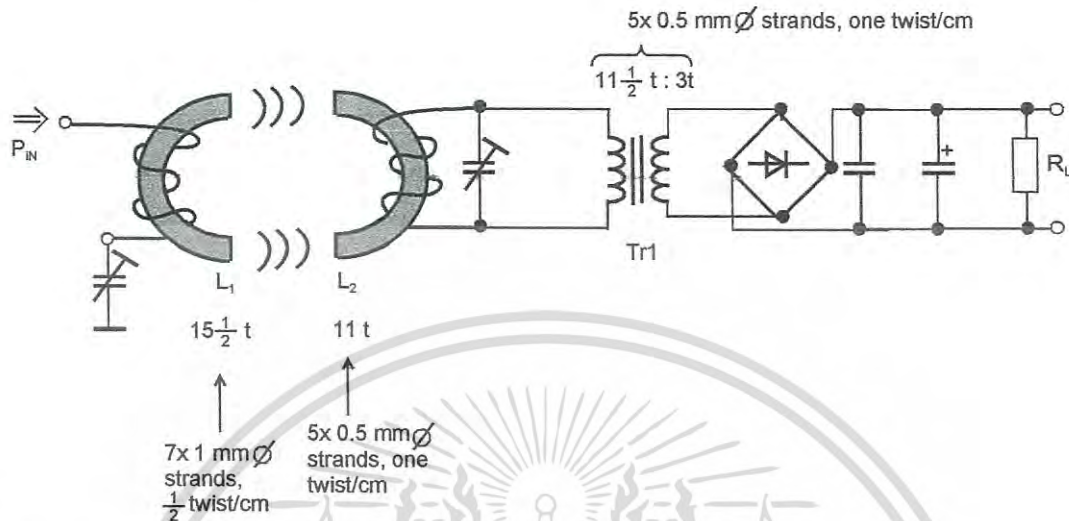


Figure 3.43: Set up of system with “big” ferrite half rings.

The measurement results are shown next:

P_{in} : 3 dB [16.5 W], distance 2 cm:

$\Rightarrow P_{out}$: 26 V_{DC} @ 56Ω = 13 W

$$\eta = \frac{13}{16.5} \cdot 100\% = 95\%$$

ϑ_{after} 15 min: 35°C

(3.32)

With increased distance between the ferrites to 5 cm:

$$\Rightarrow P_{out} \cdot \frac{(12 V_{DC})^2}{56\Omega} = 3 W \Rightarrow \eta = \frac{3}{16.5} \cdot 100\% = 20\%$$

(3.33)

The measurements show the following conclusions: The input power P_{in} and the efficiency η do not follow linear because the magnetic field decreases exponentially. Furthermore an improved impedance matching is needed, but the heating up with new transmitter inductor is lower.

In the next step a modification of the construction of the litz is established:

Transmitter: 7 x 1 mm \varnothing strands 15½ turns (same like before)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Receiver: 5 x 0.5 mm \emptyset strands 2½ turns

Transformer: 11½ : 3 turns 5 x 0.5 mm strands

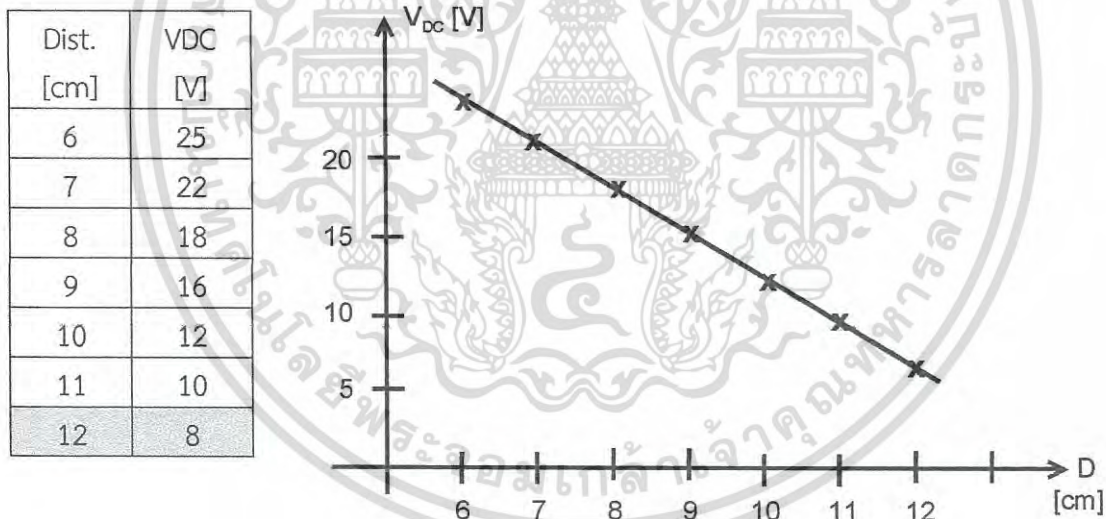
The measurement result shows:

$$P_{in}: 3 \text{ dB (16.5 W)} \Rightarrow U_{DC}: 25 \text{ V @ } 56\Omega$$

$$\text{Distance between the ferrites: 6 cm} \Rightarrow P_{out}: \frac{U^2}{R} = 11.2 \text{ W} \quad (3.34)$$

$$\text{Efficiency is now} \quad \eta = \frac{11.2}{16.5} \cdot 100\% = 68\% \quad (3.35)$$

The inductor temperature ϑ after 30 min is only 59°C worst case in the inner area of inductor. For the test set-up refer to figures 3.44 to 3.49. The table and the chart give an overview of the DC output voltage in dependence of the distance between transmitter and receiver ($P_{in}: 16.5 \text{ W}$).



Calculation for the distance of 12 cm:

$$P_{@12 \text{ cm}}: \frac{U^2}{R} = \frac{64}{56} \text{ W} \approx 1.15 \text{ W} \quad \eta \approx \frac{1.15}{16.5} \cdot 100\% \approx 7\% \quad (3.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

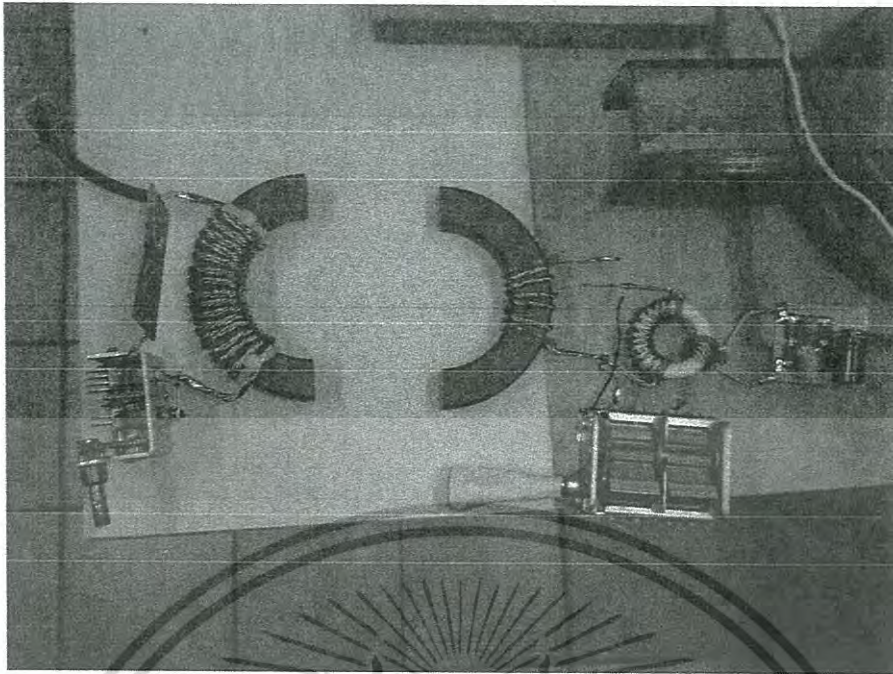


Figure 3.44: Set-up with new coils and “big” ferrite half rings.

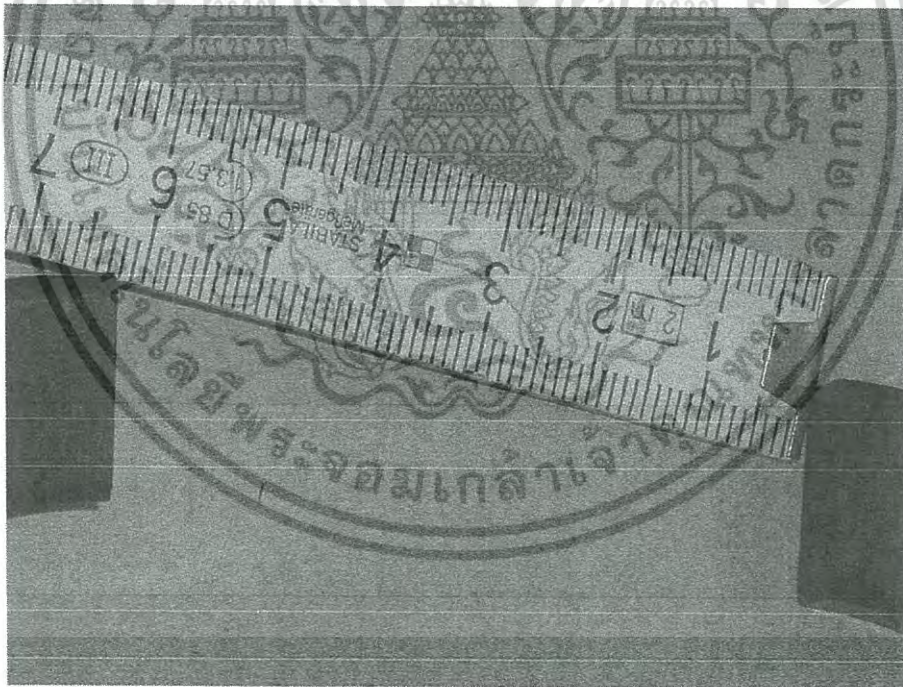


Figure 3.45: Distance between coils: 6 cm.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

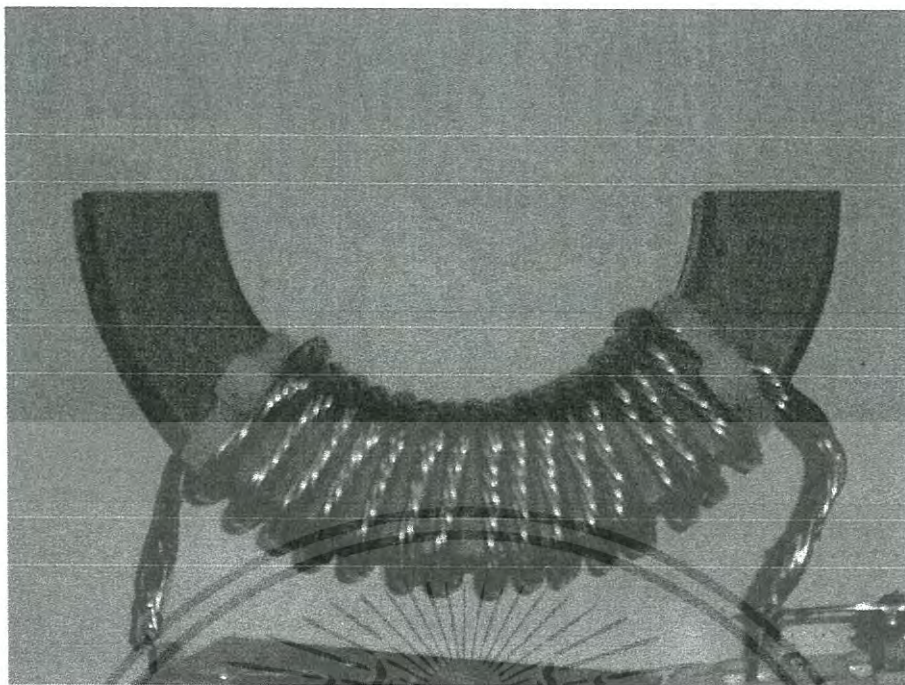


Figure 3.46: Transmitter coil with 7x1mm strands.



Figure 3.47: Receiver coil, reduced number of turns.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

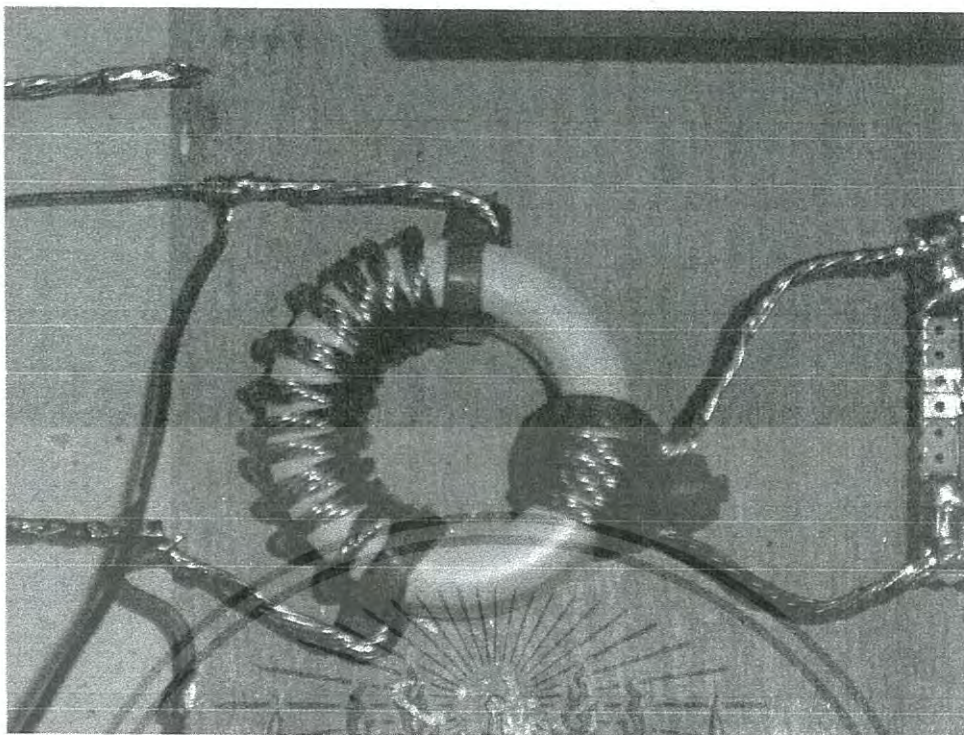


Figure 3.48: Transformer with new coils.

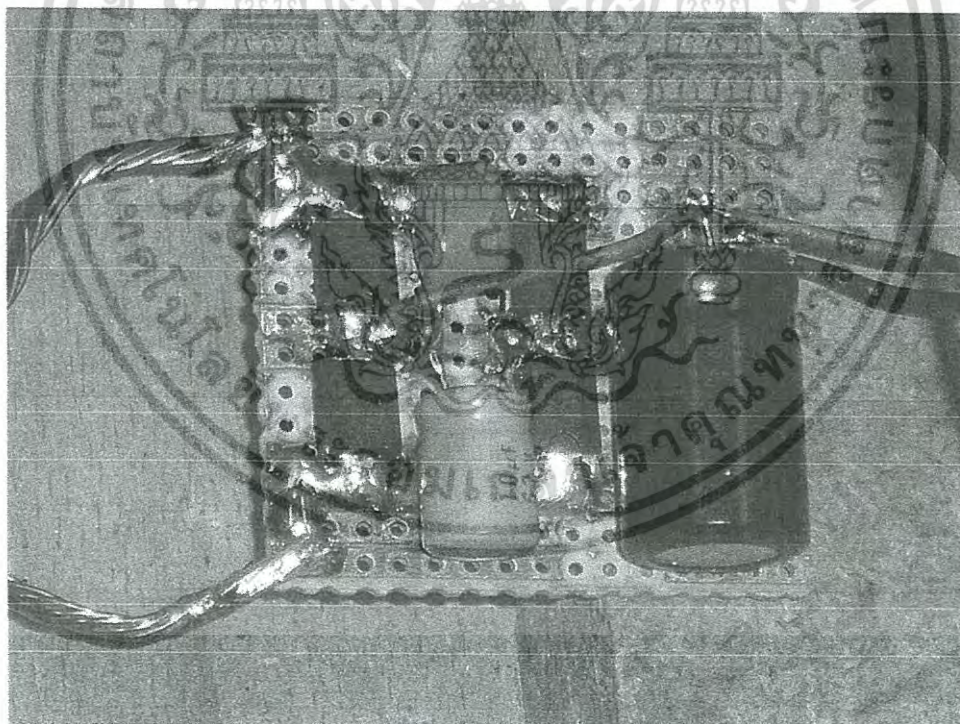


Figure 3.49: Rectifier and capacitive stabilization module.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 Increasing the transmission power

3.5.1 The RF power amplifier

To increase the transmitter power an RF Amplifier of 250 W was used (Figures. 3.50, 3.51).

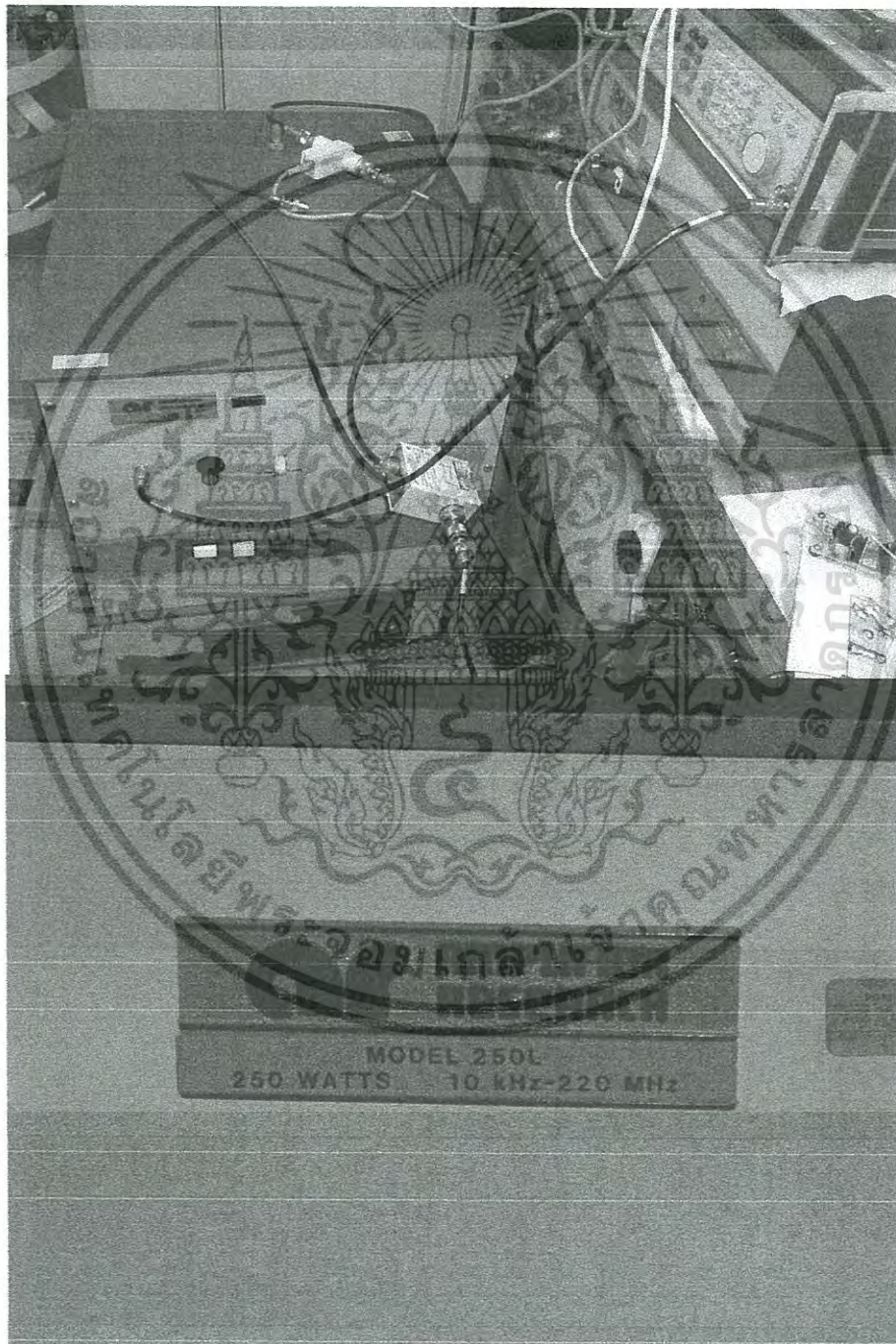


Figure 3.50, 3.51: RF power amplifier AR 250 L with an output power of 250 W.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

For a proper set up an evaluation board is made to establish the possible maximum power transmission. At an input power into the transmitter of approx. 30 W discharges in the air trimmer capacitor start which make an increase of the power impossible. Additionally the losses in the capacitor increase that much that the capacitor heats up to a temperature of more than 100C° . For high power transmission another resonance capacitor for the transmitter circuit must be used.

3.5.2 Which capacitor is the best?

For a higher power transmission the capacitors in the transmitter series resonance circuit must be changed because of the following problems:

- Too high losses which overheat the capacitor
- Discharges which damage the capacitor

Essential for the losses and the RF behavior is the kind of dielectric. The dielectric constant for a number of useful dielectrics changes as a function of the applied electric field, so the capacitance is no longer purely a function of the device geometry. If a capacitor is driven with a sinusoidal voltage, the dielectric "constant" is a function of the frequency. So the relative static permittivity is referred to as a dielectric dispersion, and is governed by dielectric relaxation processes. Dielectric relaxation is the momentary delay (hysteresis or lag) in the dielectric constant of a material. This is usually caused by the delay in molecular polarization with respect to a changing electric field in a dielectric medium (e.g. inside capacitors or between two large conducting surfaces). Dielectric relaxation in changing electric fields could be considered analogous to hysteresis in changing magnetic fields (for inductors or transformers). Relaxation in general is a delay or lag in the response of a linear system, and therefore dielectric relaxation is measured relative to the expected linear steady state dielectric values. The time lag between electrical field and polarization implies an irreversible degradation of free energy and thus losses [32].

Types of dielectric materials used for capacitors:

- Air gap: The air gap capacitor has a low dielectric loss and can withstand high voltages, depending on the gap of air and the humidity of the air.
- Ceramic: Ceramic capacitors are made with one of a large number of ceramic materials, which include aluminumoxide, bariumtitanate, and porcelain. These are very widely used as bypass capacitors in electronic

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

circuits. Ceramic capacitors are characterized by small size, and low loss.

- Polypropylene: Low loss because of an extremely low dissipation factor, high voltage and usable in high frequency applications.
- Teflon (PTFE Fluorocarbon): Lowest loss solid dielectric and extremely high insulation resistance. Operating temperature up to 250°C. Teflon capacitors use extremely thin sheets of plastic film as the dielectric between capacitor plates.
- Vacuum: Almost no loss, high voltage applications, high frequency. There exist also variable vacuum capacitors. All of them are very expensive.
- Mica (Glimmer): Is a natural material that can be easily split into thin layers. It is very stable and does not deteriorate with age. The maximum capacitance is on the order of 0.03 μF . The material is inert and very resistant to corona damage.
- Glass: Glass capacitors exhibit excellent long term parametric stability, low losses, and can be used at high frequencies. They are used in aerospace applications where capacitance must not vary. The maximum size is limited to about 0.01 μF . The capacitors are very reliable, very high stability and have good frequency characteristics

For a decision which capacitor is suitable a calculation of the electric parameters like energy being stored in the capacitor and the maximum withstanding voltage must be performed.

The energy stored in a capacitor is given by [32]:

$$W_E = \frac{1}{2} \int_{\text{vol}} \epsilon E^2 dv = \frac{1}{2} CV_0^2 = \frac{1}{2} QV_0 = \frac{1Q^2}{2C} \quad (3.37)$$

Where W_E is in joules, E is the electric field in V/m, and ϵ is the permittivity. The integral expression shows that the energy stored in a capacitor with a fixed voltage difference across it increases as the permittivity of the material increases. The permittivity is usually expressed as the product of a relative permittivity ϵ_r and the permittivity of free space ϵ_0 .

$$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0 \quad (3.38)$$

Where

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} \text{ F/m}$$

Power loss in a capacitor may be attributed to dielectric hysteresis (delay) and dielectric leakage. The amount of power loss due to dielectric hysteresis depends upon the type of dielectric used. A vacuum dielectric has the smallest power loss. Dielectric leakage occurs in a capacitor as the result of leakage current through the dielectric. Normally it is assumed that the dielectric will effectively prevent the flow of current through the capacitor. Although the resistance of the dielectric is extremely high, a small amount of current does flow. Ordinarily this current is so small that for all practical purposes it is ignored. However, if the leakage current through the dielectric is abnormally high, there will be a rapid loss of charge and an overheating of the capacitor. So the power loss of a capacitor is determined by the loss in the dielectric. One way of describing dielectric losses is to consider the permittivity as a complex number, defined as

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' = |\epsilon|e^{-j\delta} \quad (3.39)$$

Where

ϵ' = ac capacitance

ϵ'' = dielectric loss factor

δ = dielectric loss angle

The capacitance is a complex number C^* in this definition, becoming the expected real number C as the losses go to zero. With this, we can define

$$C^* = C - jC'' \quad (3.40)$$

$\tan \delta$ is called either the loss tangent or the dissipation factor DF and is defined as

$$\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \quad (3.41)$$

The real part of the permittivity is defined as

$$\epsilon' = \epsilon_r \epsilon_0 \quad (3.42)$$

Where ϵ_r is the dielectric constant and ϵ_0 is the permittivity of free space. Dielectric properties of several different materials are given in figure 3.52 [33].

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Material	ϵ_r	ϵ_r	DF	DF	V_b
	60 Hz	10^6 Hz	60 Hz	10^6 Hz	V/mil
Air	1.000585	1.000585	-	-	75
Aluminum oxide	-	8.80	-	0.00033	300
Barium titanate	1250	1143	0.056	0.0105	50
Carbon tetrachloride	2.17	2.17	0.007	<0.00004	-
Castor oil	3.7	3.7	-	-	300
Glass, soda-borosilicate	-	4.84	-	0.0036	-
Heavy Soderon	3.39	3.39	0.0168	0.0283	-
Lucite	3.3	3.3	-	-	500
Mica, glass bonded	-	7.39	-	0.0013	1600
Mica, glass, titanium dioxide	-	9.0	-	0.0026	-
Mica, ruby	5.4	5.4	0.005	0.0003	-
Mylar	2.5	2.5	-	-	5000
Nylon	3.88	3.33	0.014	0.026	-
Paraffin	2.25	2.25	-	-	250
Plexiglas	3.4	2.76	0.06	0.014	-
Polycarbonate	2.7	2.7	-	-	7000
Polyethylene	2.26	2.26	<0.0002	<0.0002	4500
Polypropylene	2.25	2.25	<0.0005	<0.0005	9600
Polystyrene	2.56	2.56	<0.00005	0.00007	500
Polysulfone	3.1	3.1	-	-	8000
Polytetrafluoroethylene (teflon)	2.1	2.1	<0.0005	<0.0002	1500
Polyvinyl chloride (PVC)	3.2	2.88	0.0115	0.016	-
Quartz	3.78	3.78	0.0009	0.0001	500
Tantalum oxide	2.0	-	-	-	100
Transformer oil	2.2	-	-	-	250
Vaseline	2.16	2.16	0.0004	<0.0001	-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 3.52: Dielectric Constant ϵ_r , Dissipation Factor DF and Break down Strength Vb of selected materials.

It can be seen that most materials have dielectric constants between one and ten. One exception is Bariumtitanate with a dielectric constant greater than 1000. It also has relatively high losses which keep it from being more widely used than it is. We see that Polyethylene, Polypropylene, and Polystyrene all have small dissipation factors. They also have other desirable properties and are widely used for capacitors. For high power, high voltage, and high frequency applications, such as an antenna capacitor in an AM broadcast station, the ruby mica seems to be the best. The capacitors used for our transmitter application must be unpolarized so it can handle full voltage reversals. They also need to have a very low dissipation factor. These capacitors must also have high stability with time and temperature, so the tuned frequency does not drift and influence the efficiency. The term power factor PF may also be defined for ac capacitors. It is given by the expression

$$PF = \cos \theta \quad (3.43)$$

Where θ is the angle between the current flowing through the capacitor and the voltage across it. In a lossless capacitor $\epsilon'' = 0$, and the current leads the voltage by exactly 90° . If ϵ'' is greater than zero, then the current has a component in phase with the voltage.

$$\cos \theta = \frac{\epsilon''}{\sqrt{(\epsilon'')^2 + (\epsilon')^2}} \quad (3.44)$$

For a good dielectric, $\epsilon' \gg \epsilon''$, so that

$$\cos \theta \approx \frac{\epsilon''}{\epsilon'} = \tan \delta \quad (3.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

We can define the apparent power flow into a parallel plate capacitor as

$$S = UI = \frac{U^2}{-jX_c} = jU^2 \omega C^* = jU^2 \frac{\omega A}{d} (\epsilon' - j\epsilon'') = U^2 \frac{\omega A}{d} \epsilon_r \epsilon_0 (j + DF) \quad (3.46)$$

By analogy, the apparent power flow into a capacitor is

$$S = P + jQ = U^2 \omega C (j + DF) \quad (3.47)$$

The power dissipated in the capacitor is

$$P = U^2 \omega C'' = U^2 \omega C (DF) \quad (3.48)$$

3.5.3 Optimizing the transmitter capacitor

Already used Glimmer capacitor in application: $C = 10 \text{ pF}$

$$\begin{aligned} P_{in} &= \alpha U_{DC} = 24 \text{ V} \quad [3 \text{ dBm}] \\ \Rightarrow \frac{24 \text{ V}^2}{56 \Omega} &= 10,3 \text{ W} \quad P_{in} = 13,7 \text{ W} \\ \eta &= 75\% \\ \vartheta_{0AP} &= 34^\circ \text{C} \\ \vartheta_{CAPVAR} &= 37^\circ \text{C} \end{aligned}$$

In case of higher power the capacitors heat up and internal discharges damage the capacitors eventually. The following data is used to heat up the capacitors and to cause capacitor damages:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Rightarrow U_{DC} = 42V$$

Pin:

at 47Ω

$$\Rightarrow 37.5W$$

$$\eta = 65\%$$

Dist. 42mm

But capacitor : > 95°

and not tuned optimally

For comparison a self made Glass Capacitor is used. The capacitance of a parallel-plate capacitor is given by:

$$C \approx \frac{\epsilon A}{d} \quad (3.49)$$

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A}{d} \Big|_{\epsilon_0} = 8.854 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$$

for: $\epsilon_r = 7.6$ (Glas)

$$d = 1 \text{ mm}$$

$$C = 10 \text{ pF}$$

$$A = \frac{d \cdot c}{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r} = \frac{1 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^{-12}}{8.854 \cdot 10^{-12} \cdot 7.6}$$

$$A = 0.1486 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2 \quad (\times 10^6 \text{ mm}^2)$$

$$= 148.6 \text{ mm}^2$$

$$1.2 \text{ mm} \times 1.2 \text{ mm}$$

(3.50)

Power test in the transmitter resonance circuit with the following data:

$$V_{DC} = 50 \text{ V}$$

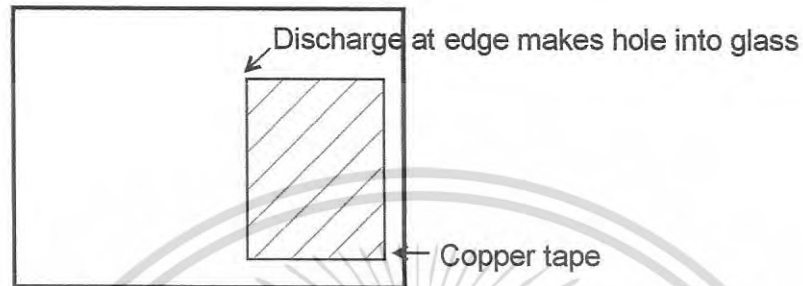
$$P_{out} = \frac{(50 \text{ V})^2}{47 \Omega} = 53 \text{ W}$$

$\eta = 40\%$ but the system is not tuned optimal

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The problem comes up that the Cu-tape gets hot and removes from glass causes detuning of the system (figure 3.53).

At a ferrite to ferrite distance of 6 cm with a voltage of $V_{DC} = 30$ V the glass can not withstand the high resonance voltage and discharges occur at the glass capacitor, the glass gets broken (refer also to figures 3.53, 3.54):



The conclusion is that at low frequencies, the voltage limit is determined by the dielectric strength. At high frequencies, however, the voltage limit may be determined by the ability of the capacitor to dissipate heat.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The breakdown voltage of the dielectric limits the power density of capacitors. For a particular dielectric, the breakdown voltage is proportional to the thickness of the dielectric. To avoid field emission and to reduce the risk of discharges the electrodes of the capacitor need round edges. Air has a low breakdown voltage, so any air inside a capacitor - especially at plate edges - will reduce the voltage rating. Even closed air bubbles in the insulator or between the insulator and the electrode lead to gas discharge, particularly in high frequency applications. Groups of capacitors are often connected in series for operation at higher voltage. High voltage capacitors need large, smooth, and round terminals to prevent corona discharge [34].



Figure 3.53: Corona discharge at glass capacitor.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

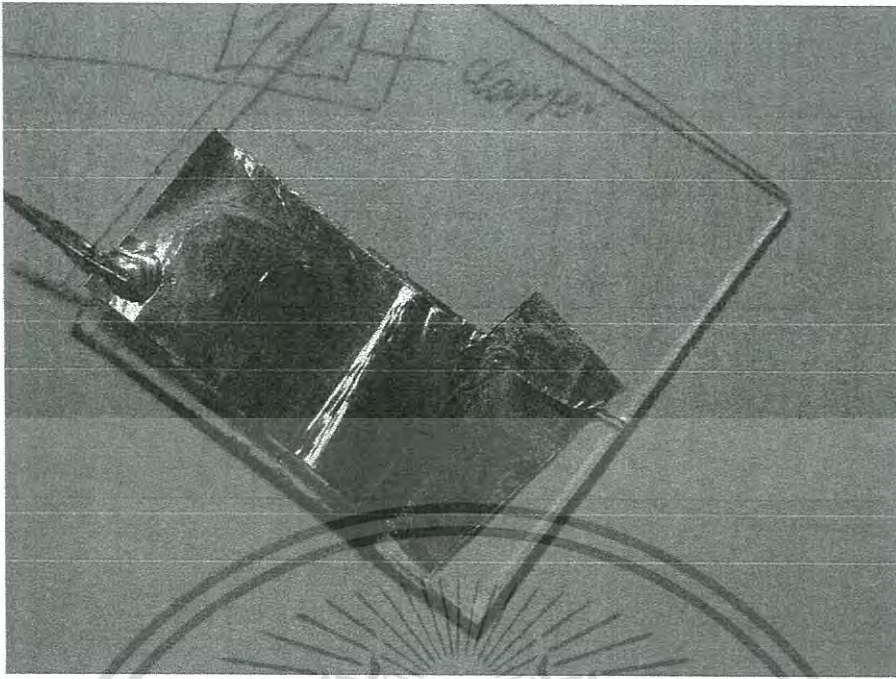
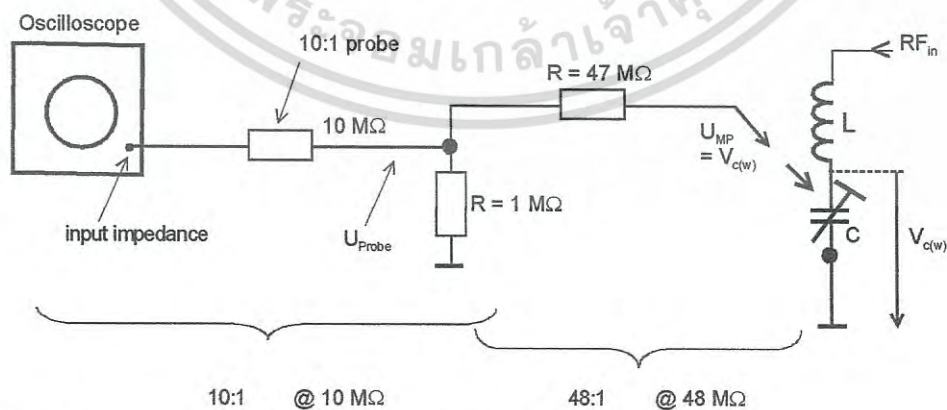


Figure 3.54: Damaged capacitor because of corona discharge.

For a further design of the capacitor needed for the transmission resonance circuit more specified parameters are needed. Especially to design the capacitor regarding the maximum voltage withstanding at high voltage along going with high frequency. So the voltage at the capacitor during operation in the circuit must be measured. The real power dissipation in a capacitor varies directly with frequency if the dissipation factor remains constant, and also with the square of the voltage. For the calculation of the losses in the capacitor the voltage level is measured as shown in Figures 3.55 to 3.58.



To figure 3.55: Schematic diagram, refer also to next page

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Dist [cm]	U_{read} [V_{ss}]	U_{Probe} [V_{ss}]	V_{mp} [$V_{\text{ss}} \cdot 48$]	Pin
4	5	50	$2400 V_{\text{ss}}$	28 W
7	6	60	$2880 V_{\text{ss}}$	33 W
4	8	80	$3840 V_{\text{ss}}$	110 W
7	9	90	$4320 V_{\text{ss}}$	140 W

Figure 3.56: Schematic diagram for measurement of the voltage level at the transmitter capacitor and the voltage levels in dependence of the input power.

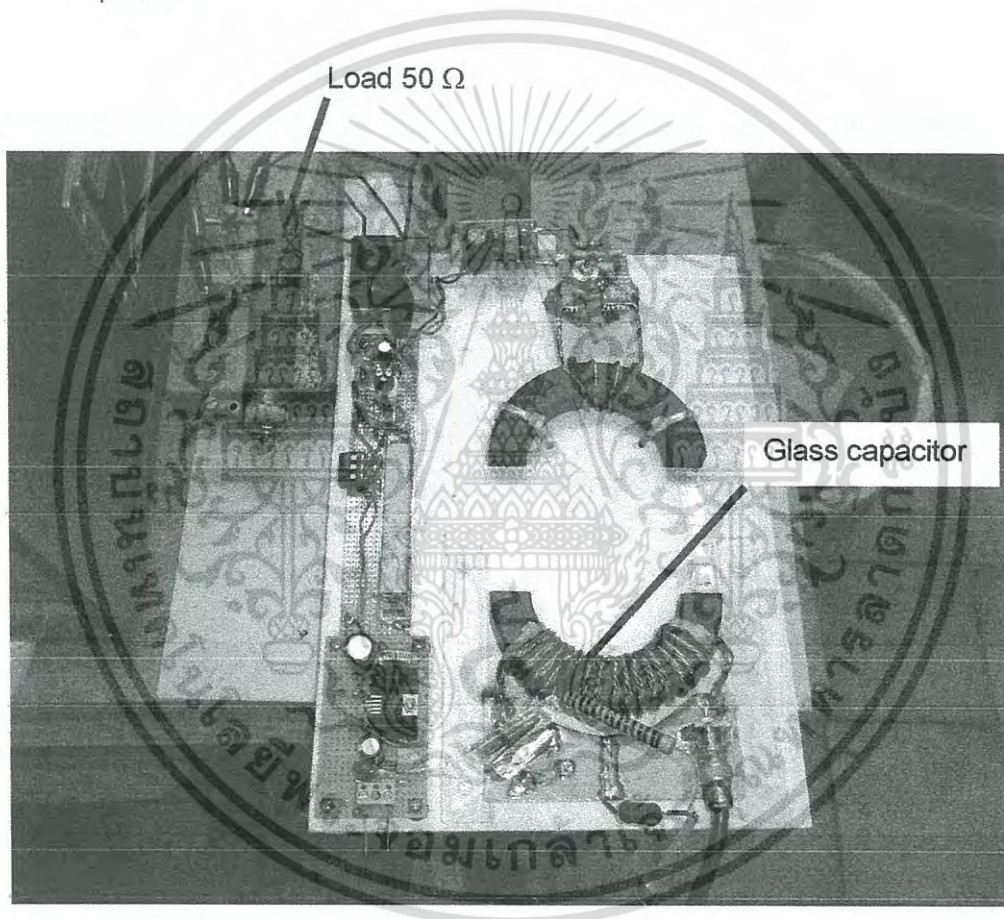


Figure 3.57: Test set-up for measuring the voltage at the capacitor.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

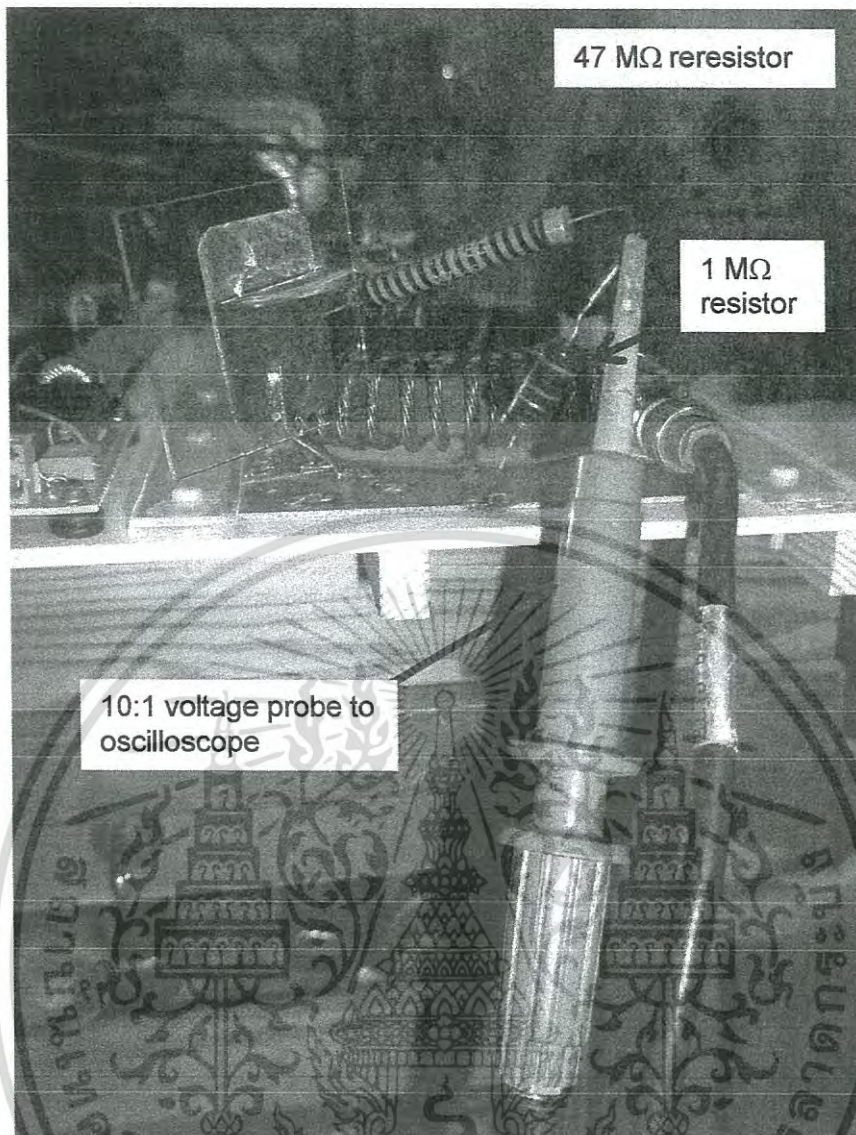


Figure 3.58: Voltage divider to measure the voltage at the capacitor.

With the result of the maximum voltage at the capacitors the power and thus the losses in the capacitor can be calculated.

Area of the capacitor: $A = 148.6 \text{ mm}^2$ (formula 3.50)

Distance between plates: $d = 2 \text{ mm}$

Operating frequency: $f = 6.78 \text{ MHz}$

Voltage at the capacitor: $U_{RMS}^* \frac{2440 \text{ V}}{\sqrt{2}}$

* at $P_{in} = 28 \text{ W}$ and a distance between transmitter and receiver $a = 40 \text{ mm}$

Apparent power S (refer to formula 3.46):

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S = U_{RMS}^2 \cdot \frac{\omega \cdot A}{d} \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r (j + DF) \quad (3.51)$$

ϵ_r for glass:

Dissipation factor DF: 0.0036 (refer to figure 3.42)

$$S = \left(\frac{2440}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{2\pi \cdot 6.78 \cdot 10^6 \cdot 148.6 \cdot 10^{-6}}{0.002} \cdot 7.6 \cdot 8.854 \cdot 10^{-12} \cdot (j + 0.0036)$$

$$S = 534.3 (j + 0.0036)$$

$$S = j534.3 + 1.90$$

As a conclusion we see that the capacitor absorbs 534.3 capacitive VAR (Volt Ampere Reactive) and 1.9 Watt. The real power of 1.9 W appears as heat, which is already approx 7% of the input power and thus reduces the efficiency of the system! For comparison other type of capacitors can be tested. For RF applications in high power amplifier circuits tunable glass capacitors are used [22]. The systems are huge and heavy but the power handled by those capacitors is in the range of hundred watts. Figure 3.59 displays such a capacitor: Variable vacuum capacitor (4 – 100 pF / 5kV).



Figure 3.59: Variable vacuum capacitor, 4 – 100 pF.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Test in system like shown in the set up at figure 3.59:

1. $U_{DC} = 50 \text{ V}$, $R_L = 50 \text{ Ohm}$, $\rightarrow P_{OUT} = 50 \text{ W}$
Distance transmitter – receiver: $a = 50 \text{ mm}$
 $P_{IN} = 100 \text{ W}$

$$\Rightarrow \eta = \frac{50 \text{ W}}{100 \text{ W}} \cdot 100\% = 50\%$$

(3.52)

2. $U_{DC} = 50 \text{ V}$, $R_L = 50 \text{ Ohm}$, $\rightarrow P_{OUT} = 50 \text{ W}$
Distance transmitter – receiver: $a = 40 \text{ mm}$
 $P_{IN} = 83 \text{ W}$

$$\Rightarrow \eta = \frac{50 \text{ W}}{83 \text{ W}} \cdot 100\% = 60\%$$

3. $U_{DC} = 27 \text{ V}$, $R_L = 50 \text{ Ohm}$, $\rightarrow P_{OUT} = 14.6 \text{ W}$
Distance transmitter – receiver: $a = 40 \text{ mm}$
 $P_{IN} = 20.5 \text{ W}$

$$\Rightarrow \eta = \frac{14.6 \text{ W}}{20.5 \text{ W}} \cdot 100\% = 71\%$$

(3.53)

4. $U_{DC} = 21 \text{ V}$, $R_L = 50 \text{ Ohm}$, $\rightarrow P_{OUT} = 8.8 \text{ W}$
Distance transmitter – receiver: $a = 80 \text{ mm}$
 $P_{IN} = 31.6 \text{ W}$

$$\Rightarrow \eta = \frac{8.8 \text{ W}}{31.6 \text{ W}} \cdot 100\% = 28\%$$

(3.54)

In conclusion the result shows that the variable vacuum capacitor withstands the high voltage but has – due to its size and the exposed electrodes an extended electric field which radiates, what is equal to capacitive coupling effects and increases the losses.

Figure 3.60 shows a fixed vacuum capacitor (12.5 pF / 10 kV) which is easier to integrate into the system and should show less stray capacitances.



Figure 3.60: Fixed vacuum capacitor with air trimmer in parallel.

The series resonance must be adjusted exactly to the frequency of 6.78 MHz. Therefore an additional variable capacitance is necessary to be switched in parallel to the fixed vacuum capacitor. This is an air trimmer with a capacitance of 2 – 33 pF.

The test in the system shows following result:

$$U_{DC} = 25 \text{ V}, R_L = 50 \text{ Ohm}, \Rightarrow P_{OUT} = 12.5 \text{ W}$$

$$\text{Distance transmitter - receiver: } a = 40 \text{ mm}$$

$$P_{IN} = 17.3 \text{ W}$$

$$\Rightarrow \eta = \frac{12.5 \text{ W}}{17.3 \text{ W}} \cdot 100\% = 72\% \quad (3.55)$$

An increase of the input power ($> 35 \text{ W}$) and thus the DC voltage ($U_{DC} > 35 \text{ V}$) causes discharges at the air trimmer. For high power applications the variable capacitor should be another vacuum capacitor. Nevertheless the efficiency is higher than before with use of the variable vacuum capacitor but is lower than with use of a small sized MICA capacitor.

To reduce the size and any larger stray capacitances a MICA capacitor, shown in figure 3.61 is used. The type is: "Cornell Dubilier" CD15CD150V03 ($C = 15 \text{ pF}$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

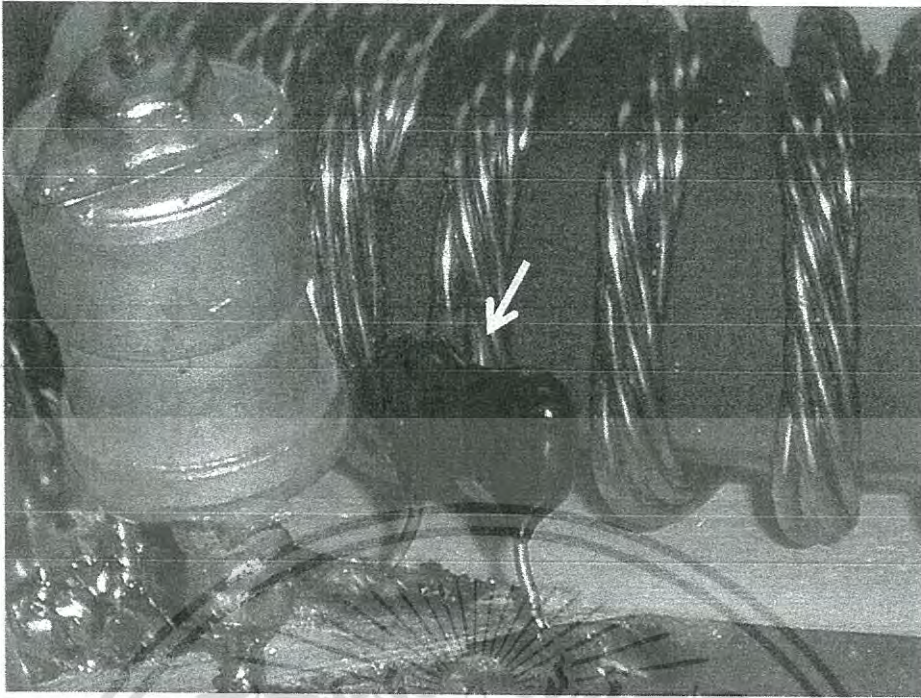


Figure 3.61: MICA capacitor in parallel with the air trimmer.

The test in the system shows following result:

$$U_{DC} = 27 \text{ V}, R_L = 50 \text{ Ohm}, \Rightarrow P_{OUT} = 14.6 \text{ W}$$

Distance transmitter - receiver: $a = 40 \text{ mm}$

$$P_{IN} = 21 \text{ W}$$

$$\Rightarrow \eta = \frac{14.6 \text{ W}}{21 \text{ W}} \cdot 100\% = 69\%$$

(3.56)

The MICA capacitor gets very hot: $\vartheta_{CAP} = 85^\circ \text{C}$

To distribute the energy and reduce the dielectric losses 4 capacitors are used (figure 3.62).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

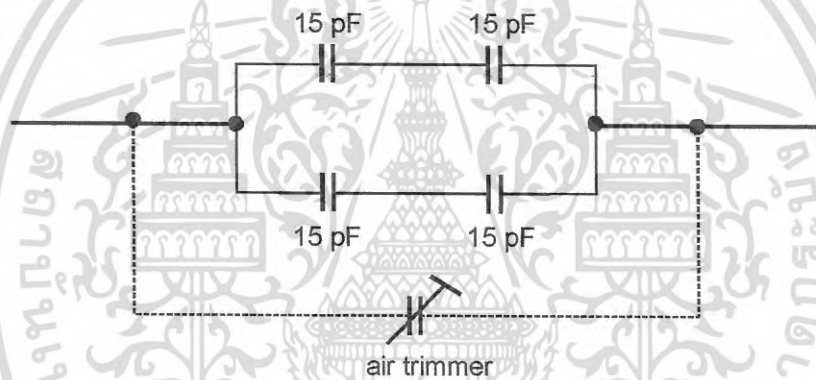
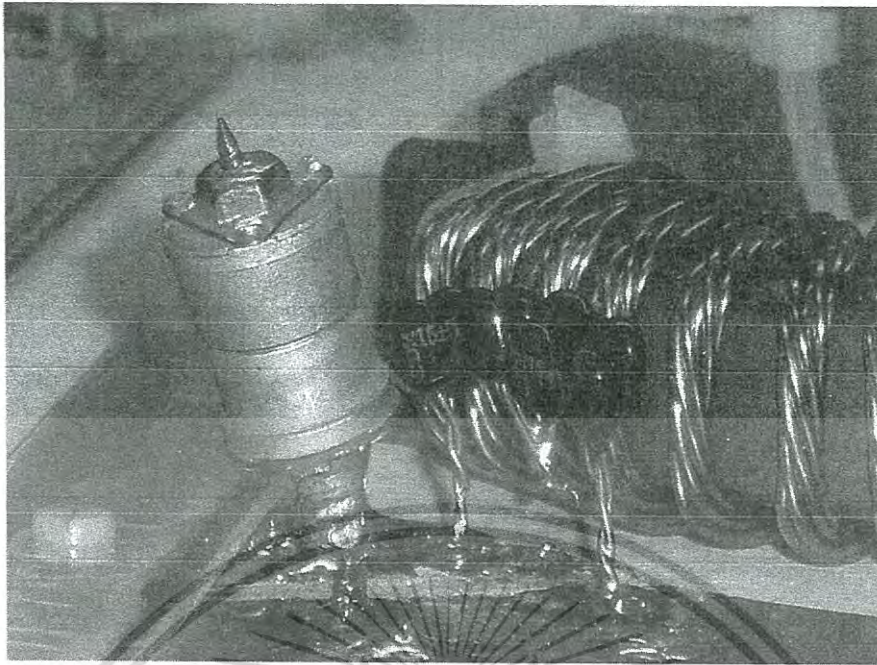


Figure 3.62: 4 ser/par switched capacitors to distribute the energy and reduce the losses.

To show the dependence of the input power to the efficiency a series of measurements has been performed. Figure 3.63 shows the data, figure 3.64 the corresponding trace

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

P_{IN} [W]	P_{OUT} [W]	U_{DC} [V] @ 50 Ohm	Efficiency [%]
0.716	0.470	4.85	65.62
0.813	0.533	5.16	65.53
0.912	0.605	5.50	66.35
1.159	0.781	6.25	67.40
1.294	0.882	6.64	68.21
1.459	1.000	7.07	68.53
1.629	1.122	7.49	68.95
1.828	1.264	7.95	69.10
2.055	1.428	8.45	69.54
2.265	1.581	8.89	69.83
2.529	1.763	9.39	69.73
2.844	1.988	9.97	69.95
3.177	2.234	10.57	70.31
3.589	2.518	11.22	70.22
4.036	2.837	11.91	70.35
4.550	3.190	12.64	70.24
5.093	3.580	13.38	70.32
5.728	4.027	14.19	70.32
6.456	4.530	15.05	70.24
7.194	5.101	15.97	70.95
8.054	5.685	16.86	70.58
9.016	6.351	17.82	70.44
10.186	7.091	18.83	69.61
11.429	7.912	19.89	69.23
12.853	8.845	21.03	68.82
14.521	9.901	22.25	68.19
16.331	11.036	23.49	67.58
18.323	12.261	24.76	66.92
20.654	13.676	26.15	66.21
22.961	15.059	27.44	65.59
25.823	16.739	28.93	64.82

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

29.040	18.508	30.42	63.73
32.584	20.480	32.00	62.85
36.644	22.660	33.66	61.84
41.115	25.007	35.36	60.82
46.132	27.662	37.19	59.96
51.880	30.514	39.06	58.82
58.076	33.456	40.90	57.61
65.013	36.654	42.81	56.38
72.277	39.819	44.62	55.09
80.353	43.189	46.47	53.75

Figure 3.63: Results of the series measurements of input power in dependence of the efficiency.

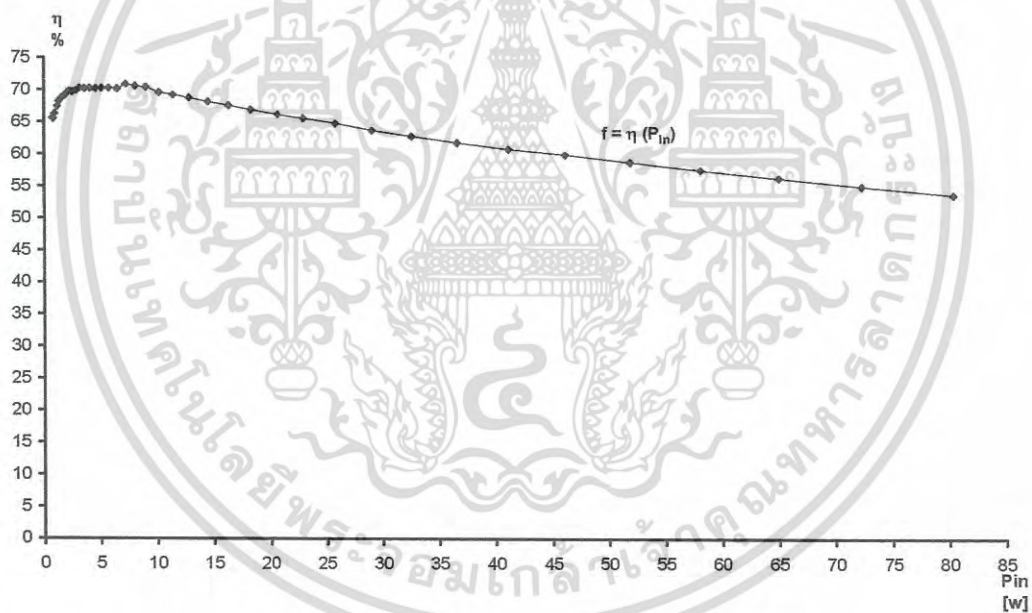


Figure 3.64: Trace of the input power in dependence of the efficiency.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Conclusion:

In the lower power range, up to 3 W the efficiency increases, between 3 W and 10 W is the maximum of the efficiency, above 10 W the efficiency decreases continuously with the increasing input power. The table below reflects the power ranges and the corresponding effects.

Power range	Effect
< 3W Increasing efficiency	The evanescent wave coupling needs for the resonance tunnel effect an initial minimum of energy, below that energy there is only magnetic coupling
3W – 10W Maximum efficiency	Balance between losses and resonance tunnel effect
> 10W decreasing efficiency	Resistive losses, eddy current effect, stray fields, ferromagnetic losses start to dominate and decrease the efficiency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. Measurement results and calculation of key parameters

Various parameters specify the wireless power transmission system. The most important are

Impedances:

- the input impedance of the transmitter
- the impedances at the receiver:
 - resonance circuit
 - transformer output
- impedances in relation to the transmission distance

Efficiency of the system:

- Including Transmitter, Receiver and the following AC/DC converter. Efficiency has to be regarded in relation to the distance between transmitter and receiver.

Power density: Received power at the output of the AC/DC converter in relation to the area of the transmitter/receiver core aperture.

The measurements of the efficiency and the power density have been performed with calibrated measurement equipment to achieve exact and reliable results.

4.1 Impedance Calculation

For an optimized efficiency the impedance matching is essential. Therefore a calculation and an indirect measurement of the impedances is performed. The set-up of the whole system must follow the state of the art technology by considering RF design and measurement rules. Furthermore calibrated precision equipment must be used. The principle of the measurement set-up of the transmitter is given in figure 4.1, the set-up of the receiver in figure 4.2.

4.1.1 Impedance of the transmitter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

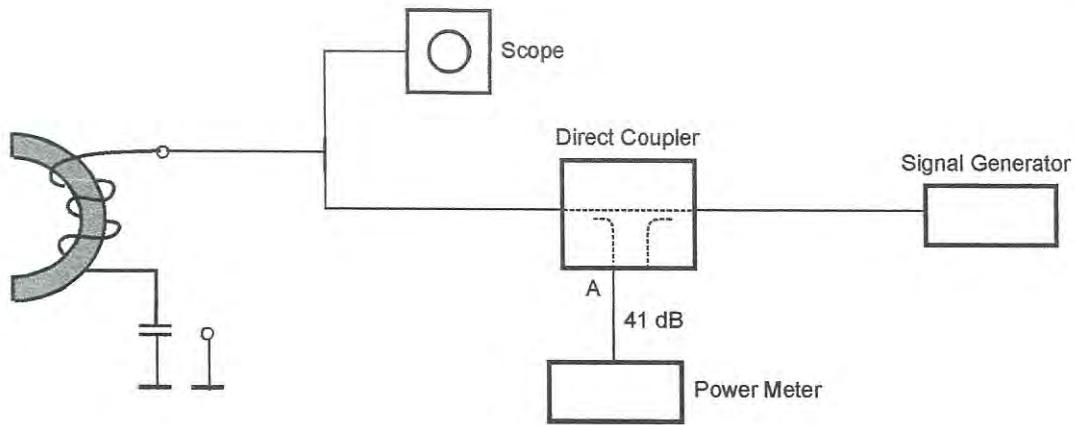


Figure 4.1: Measurement set-up at transmitter.

Input level into the transmitter resonance circuit:

0 dBm $\rightarrow 69.50 \cdot 10^{-9}$ W + 41 dB, from:

$$(41 + 10\log(69.5 \cdot 10^{-9})) = -30.58 \text{ dBW}$$

Reading level on scope: $U = 200 \text{ mV}_{\text{ss}}$

Distance to the receiver: 50 mm

Result of the transmitter impedance:

$$P = \frac{U^2}{R} \Rightarrow |Z| = \frac{U^2}{P} = \frac{(0.2 \text{ V})^2}{0.875 \text{ mW}} = 45.7 \Omega \quad (4.1)$$

Further conclusions which can be derived from the experiment:

- When the distance between transmitter and receiver gets closer \rightarrow impedance increases due to mutual coupling, but can be adjusted by the trimming capacitor at the transmitter
- The impedance changes also when receiver resonance unit is detuned
- The impedance of approx. 50 Ohm at the transmitter is necessary for optimized matching to the power amplifier.

4.1.2 Impedance at the receiver

4.1.2.1 Receiver with rectifier and bulk capacitor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

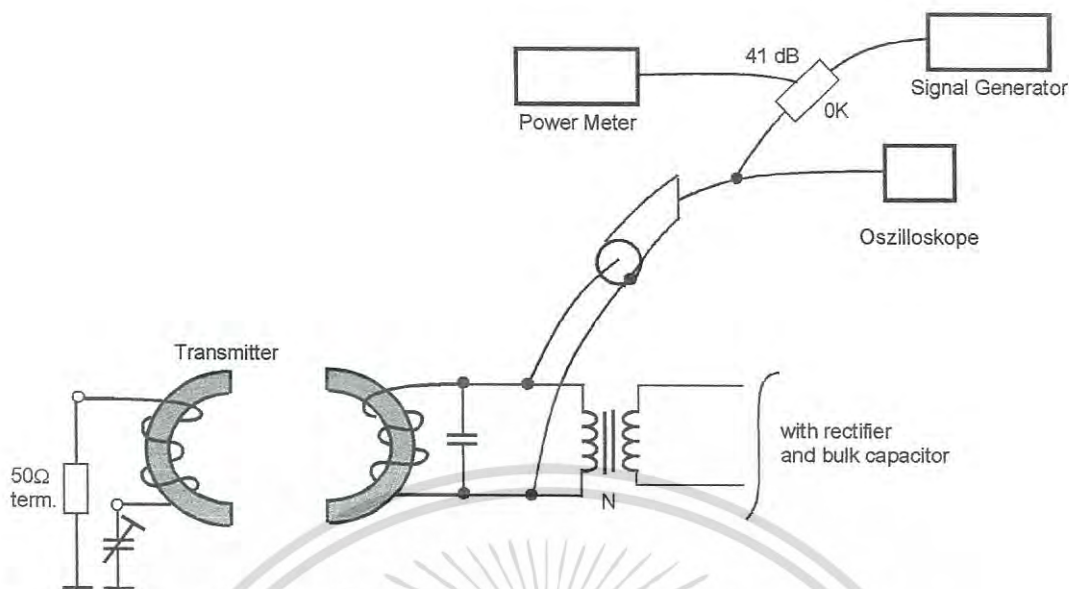


Figure 4.2: Measurement set-up at receiver

Reading the level at scope: $U = 1 \text{ V}_{\text{ss}}$

Input power into the receiver resonance circuit: $P = 97.5 \cdot 10^{-9} \text{ W} + 41 \text{ dB}$

$P_1 = 10 \log(97.5 \cdot 10^{-9}) = -70.11 \text{ dBW}$

$P = 1.227 \text{ mW}$

Result of the impedance of the receiver resonance circuit:

$$P = \frac{U^2}{R} \Rightarrow |Z| = \frac{U^2}{P} = \frac{(1V)^2}{1.227 \text{ mW}} = 815\Omega \quad (4.2)$$

Further conclusions which can be derived from the experiment:

- The impedance Z can be slightly ($\approx 5\%$) influenced by
 - re-adjusting the transmitter resonance
 - changing the distance between transmitter and receiver
 Both effects are explained by the mutual coupling between the devices.
- Secondary winding of the matching transformer is shortened RF electrically by the rectifier and the bulk capacitor (refer to figure 4.2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2.2 Receiver without rectifier

The test set-up in figure 4.3 considers the mutual impedance between the transmitter and the receiver and the impedance transformation of the transformer N without any non linear loads like the rectifier bridge and the bulk capacitors.

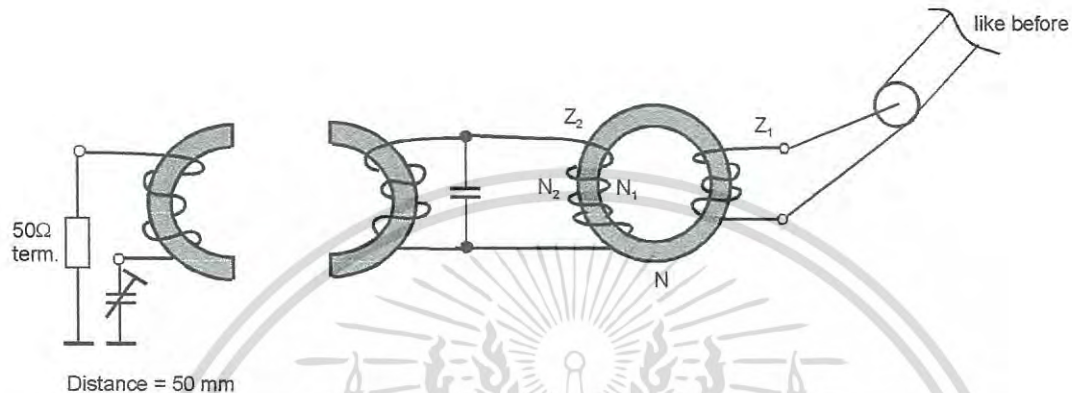


Figure 4.3: Measurement set-up at receiver without rectifier/bulk capacitor.

Reading the level at scope: $U = 360 \text{ mV}_{ss}$

Input power to the circuit: $P = 63.3 \cdot 10^{-9} \text{ W} + 41 \text{ dB}$

$P_1 = 796.9 \text{ } \mu\text{W}$

Result, calculation of the impedance:

$$|Z| = \frac{(0.36)^2}{0.7969 \text{ mW}} \Omega = 162.6 \Omega$$

Further conclusions which can be derived from the experiment:

- The impedance can be influenced very much by
 - The distance between the transmitter and the receiver
 - The transmitter resonance

The mutual influence needs to be decoupled not only by impedance matching transformer but also the low impedance given by rectifier and bulk capacitor.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Calculation of the primary impedance
-

$$N \Rightarrow \frac{Z_1}{Z_2} = \frac{N_1^2}{N_2^2} \dot{u}^2 \quad N_1 = 2\frac{1}{2} \quad (4.3)$$

$$Z_1 = 162.6\Omega$$

$$N_2 = 11\frac{1}{2}$$

$$Z_2 = \frac{Z_1}{N_1^2} \cdot N_2^2 \quad (4.4)$$

$$Z_2 = \frac{162.6}{(2\frac{1}{2})^2} \cdot (11\frac{1}{2})^2 = 3440.6\Omega$$

- Result shows a typical parallel resonance at Z2 with high impedance

4.1.2.3 With transformer but without bridge rectifier

The measurement according figure 4.4 reflects the impedance measurement of the parallel resonance receiver circuit with the losses caused by the transformer and the coupling of the transmitter circuit.

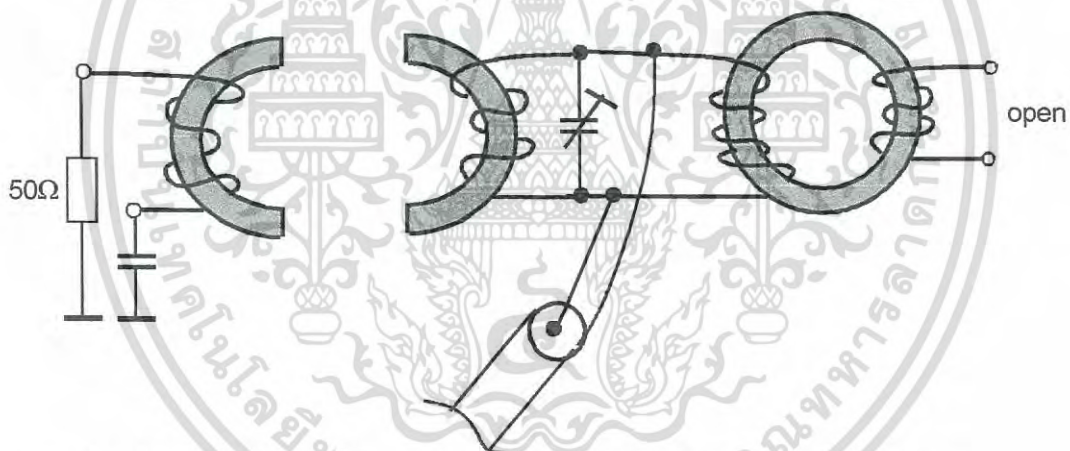


Figure 4.4: Measurement set-up at receiver with open “loaded” matching transformer

Reading the level at scope: $U = 1.18 V_{ss}$

Input power to the circuit: $P = 91.9 \cdot 10^{-9} \text{ W} + 41 \text{ dB} \Rightarrow P = 1.16 \text{ mW}$

Result, calculation of the impedance:

$$|Z| = \frac{(1.18)^2}{(1.16 \cdot 10^{-3})} = 1200\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Further conclusion which can be derived from the experiment is that the resonance is a typical parallel resonance, shows a lower impedance than in the experiment before, because the measurement is influenced by the test system by parasitic impedances. As mentioned before the mutual influence between transmitter and receiver needs to be decoupled not only by the impedance matching transformer but also by the low impedance given by rectifier and bulk capacitor which stabilizes the load condition.

4.1.3 Transmitter impedance in dependence of distance

→ set-up like 4.1.2.1

The distance between transmitter and receiver influences the matching due to mutual inductance. This effect has to be evaluated for optimized efficiency by matching impedances. For the measurement results please refer to the table next in figure 4.5.

$P_{\text{reading from meter}}$ [W]	P_{calc} (41 dB att. coupler considered)	U_{ss} [mV]	Distance [mm]	$Z = \left(\frac{U^2}{P} \right)$ (Ω)
$66.0 \cdot 10^{-9}$	0.831 mW	180	70	$\frac{(0.18)^2}{0.831 \cdot 10^{-3}} = 39 \Omega$
$65.5 \cdot 10^{-9}$	0.825 mW	180	60	39.3
$65.5 \cdot 10^{-9}$	0.825 mW	190	50	43.7
$68.4 \cdot 10^{-9}$	0.861 mW	230	40	61.44
$71.9 \cdot 10^{-9}$	0.905 mW	250	30	69.1
$81.2 \cdot 10^{-9}$	1.02 mW	420	20	172.9
$90.9 \cdot 10^{-9}$	1.14 mW	700	10	429.8
$94.0 \cdot 10^{-9}$	1.18 mW	820	0	569.8

Figure 4.5: Impedance in dependence of the transmitter – receiver distance

The diagram of the impedance over the distance is given in figure 4.6. It shows clearly that the impedance in case of close distance between the inductors has a high value and drops exponentially. In a distance of > 40 mm it keeps at the value of approx. 50 Ω .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

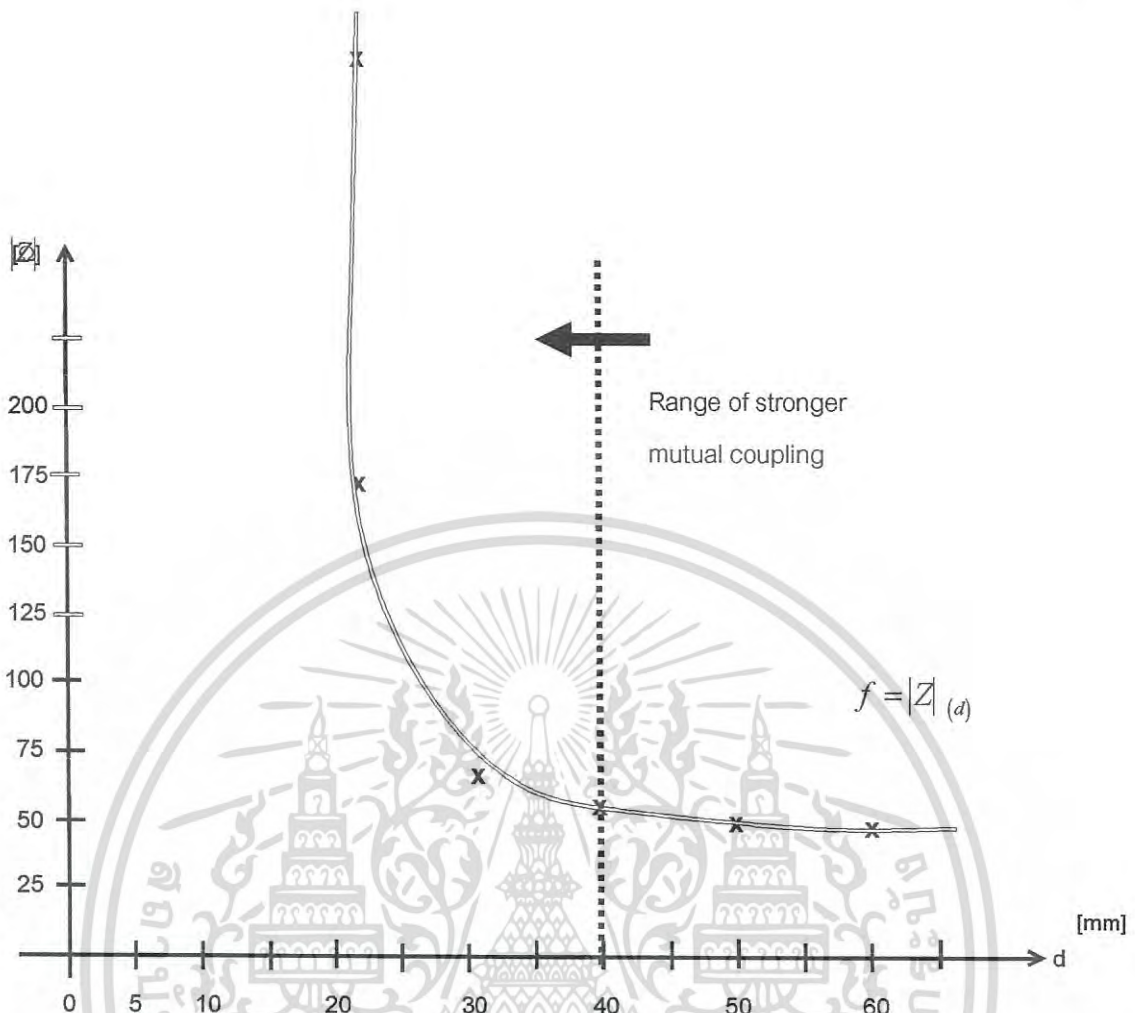
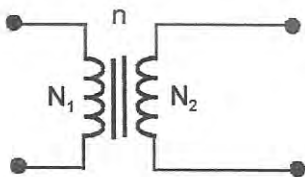


Figure 4.6: Diagram of the series transmitter impedance in dependence of the distance between transmitter and receiver inductance

Reason of the impedance change in dependence of the distance is the mutual coupling between the inductor L1 at the transmitter and the inductor L2 at the receiver in dependence of the distance and the transformed capacitances. The calculation of the impedance transformation is shown next:

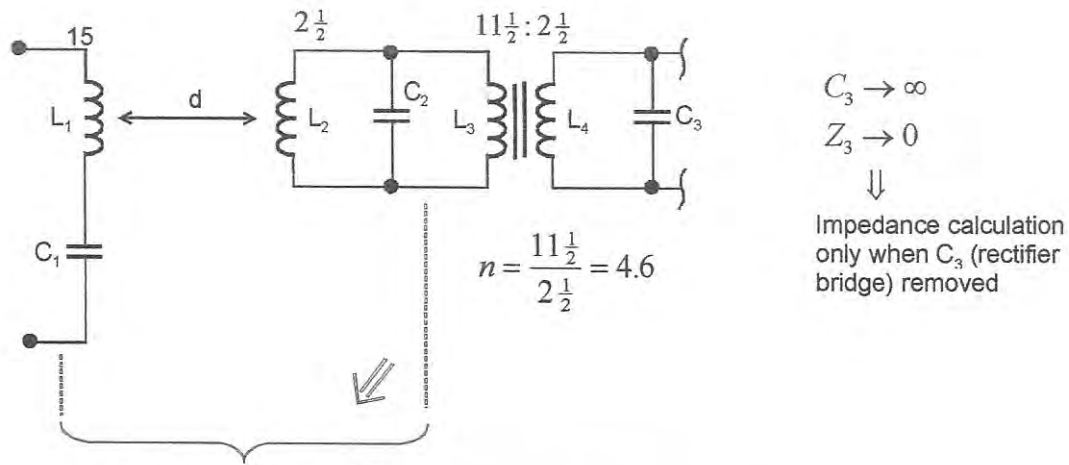


$$n = \frac{N_1}{N_2} \tag{4.5}$$

$$I_1 = n \cdot I_2 \tag{4.6}$$

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{N_1^2}{N_2^2} \quad \frac{N_1^2}{N_2^2} = \frac{C_2}{C_1} \tag{4.7}$$

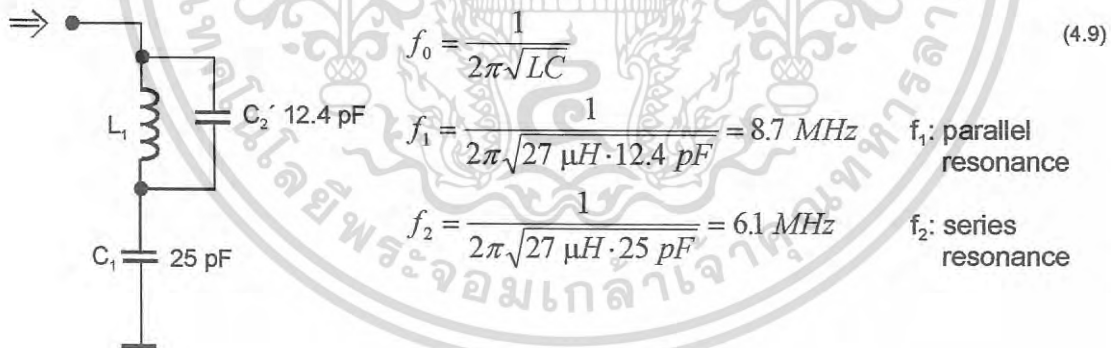
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$N_1 = 15$ $N_2 = 2\frac{1}{2}$
 $C_2 = 410 \text{ pF}$

$$\frac{C_2'}{C_2} = \frac{N_2^2}{N_1^2} \Rightarrow C_2' = \frac{(2\frac{1}{2})^2}{15^2} \cdot 410 \text{ pF} = 12.4 \text{ pF} \tag{4.8}$$

Further conclusion which can be regarded from the experiment is: With closer distance the secondary capacitance is transformed “stronger” to the primary circuit. This is not due to the evanescent wave coupling but because of the inductive resp. mutual coupling by close distance. The equivalent circuit diagram, when coupling capacitances are considered can be derived:



$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \Rightarrow C = \frac{1}{L\omega^2} \quad \left. \vphantom{\omega^2} \right\} \text{Tolerances L/C measurement} \tag{4.10}$$

for 6.78 MHz: $C = 21 \text{ pF}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.4 Evaluation of dependence between distance Transmitter –Receiver and Transmitter circuit resonance frequency

Due to the mutual inductance between the transmitter and the receiver coils the resonance frequencies are influenced. As the transmitter coil is in a series resonance circuit with the impedance of approx 50Ω and the receiver circuit is in a parallel resonance circuit with an impedance in the $k\Omega$ range the receiver circuit is expected to be more influenced by the mutual coupling than the transmitter circuit. Nevertheless due to the small band width of the transmitter resonance circuit a slight influence or shifting of the resonance frequency at the transmitter side results already in a huge drop of the efficiency – just remember: -3dB is already half power. The set-up of the measurement is shown in figure 4.7, the results are illustrated in figures 4.8 and 4.9.

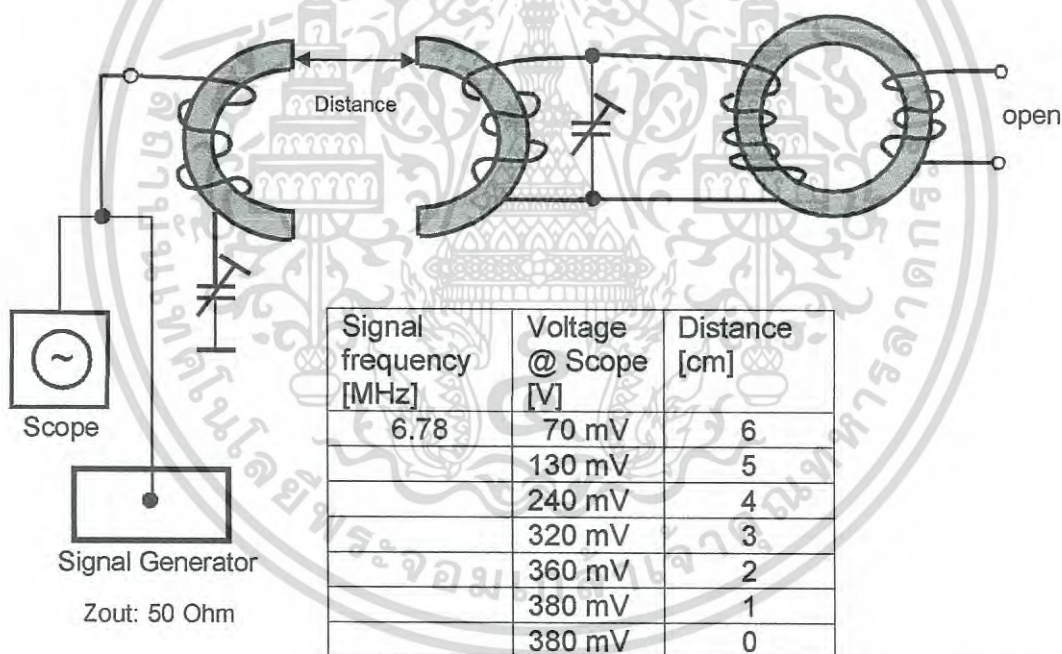


Figure 4.7: Test set up for the evaluation of parasitic resonance frequencies of the system.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

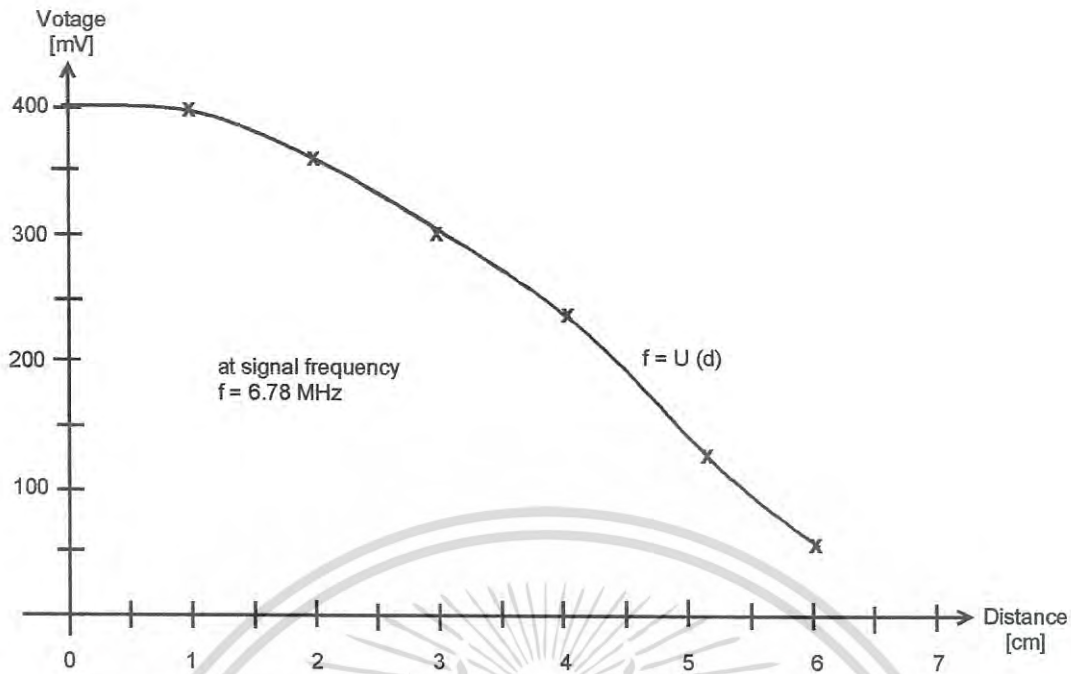


Figure 4.8: Series “resonance” voltage level in dependence of the distance between transmitter and receiver.

As a conclusion from the results we see that a higher voltage level represents a lower resonance which is a poorer matching because of stronger coupling of parasitic capacitances which detunes the system. It has to be evaluated together with the fact that a closer distance also gives a higher magnetic coupling. But as there is no evanescent wave coupling present the result is different from the coupling effect explained in chapter 4.1.3. and thus does not represent the efficiency via distance.

For the evaluation of the resonances we reduce the distance between the coils to 0 cm and sweep the signal frequency between 5MHz and 8 MHz to get the resonance chart. The result is shown in the table next, the chart in figure 4.9. shows the resonances resp. the sub resonances.

Signal frequency [MHz]	Voltage [V]	Distance [cm]
6.78	380 mV	0
7.28	100 mV	0
4.41	120 mV	0
3.00	400 mV	0
5.00	400 mV	0
7.50	400 mV	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

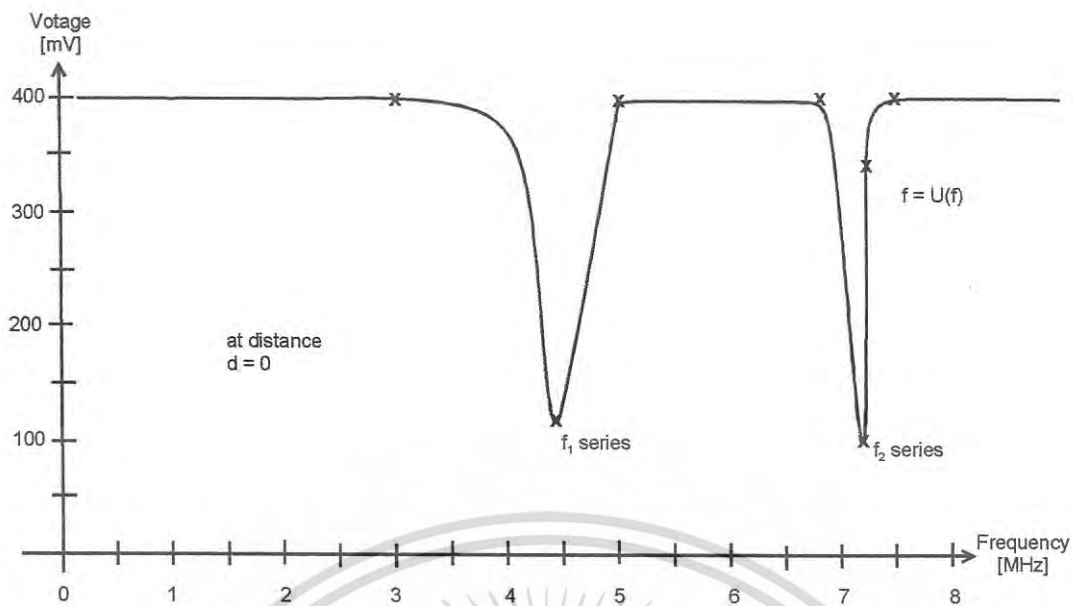


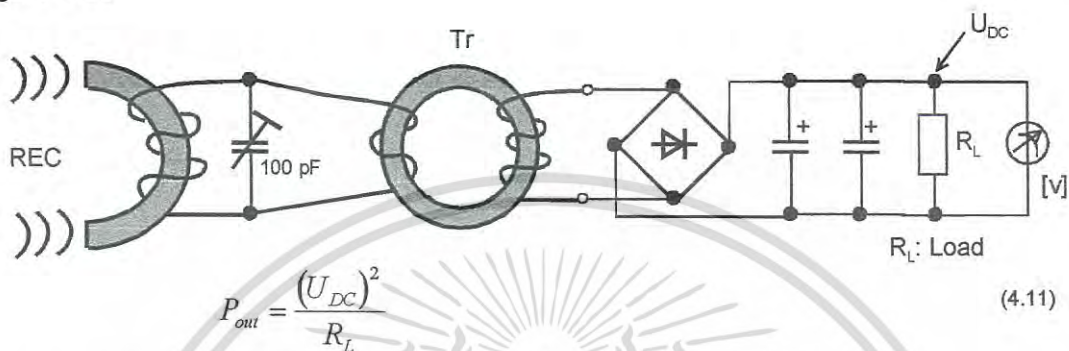
Figure 4.9: Series resonances of the transmitter circuit at distance $d = 0$.

The conclusion derived from the measurement set up is that due to parasitic coupling, at distance = 0 it is a transformation of the receiver capacitances, an additional resonance at 4.41 MHz occurs. The series resonance at the desired frequency range of 6,78 MHz is shifted if receiver and transmitter are in close distance due to the transformation of the receiver capacitances. The relevance starts at a distance of approximately < 40 mm as seen in figure 4.8.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 Efficiency, calculation and measurement

The efficiency of the system is defined by measurement and calculation of the system parameters output power P_{out} in dependence of the distance between transmitter and receiver, load R_L and the mean core radius. The schematic diagram of the receiver is given in figure 4.10, the specification of the ferrite half rings is shown in figure 4.11.



⇒ Output power is the effective power at R_L

Figure 4.10: Set-up of the receiver circuit for measurement of the efficiency

For the calculation of the efficiency the distance between transmitter and receiver is adjusted in relation to the mean core radius. Goal is to achieve an efficiency of 83%

⇒ The measured power into the transmitter is 16.5 W, the load at the receiver is 56 Ohm and the voltage at the load should be 27,7V in accordance with the following calculation (from efficiency, power and impedance):

$$U = \sqrt{\eta \cdot P \cdot R}$$

$$U = \sqrt{0.83 \cdot 16.5 \cdot 56} = 27.7 V_{DC}$$

As the core diameter is 10cm we chose a distance between transmitter and receiver of 5cm, which is not the average core diameter.



At a distance of 5cm we have a supply voltage at the load resistor of $U_{DC} = 26.5 V$. With this parameters the efficiency can be calculated as follows:

$$\Rightarrow \eta = \frac{26.5^2}{56 \cdot 16.5} \cdot 100\% = 76\%$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

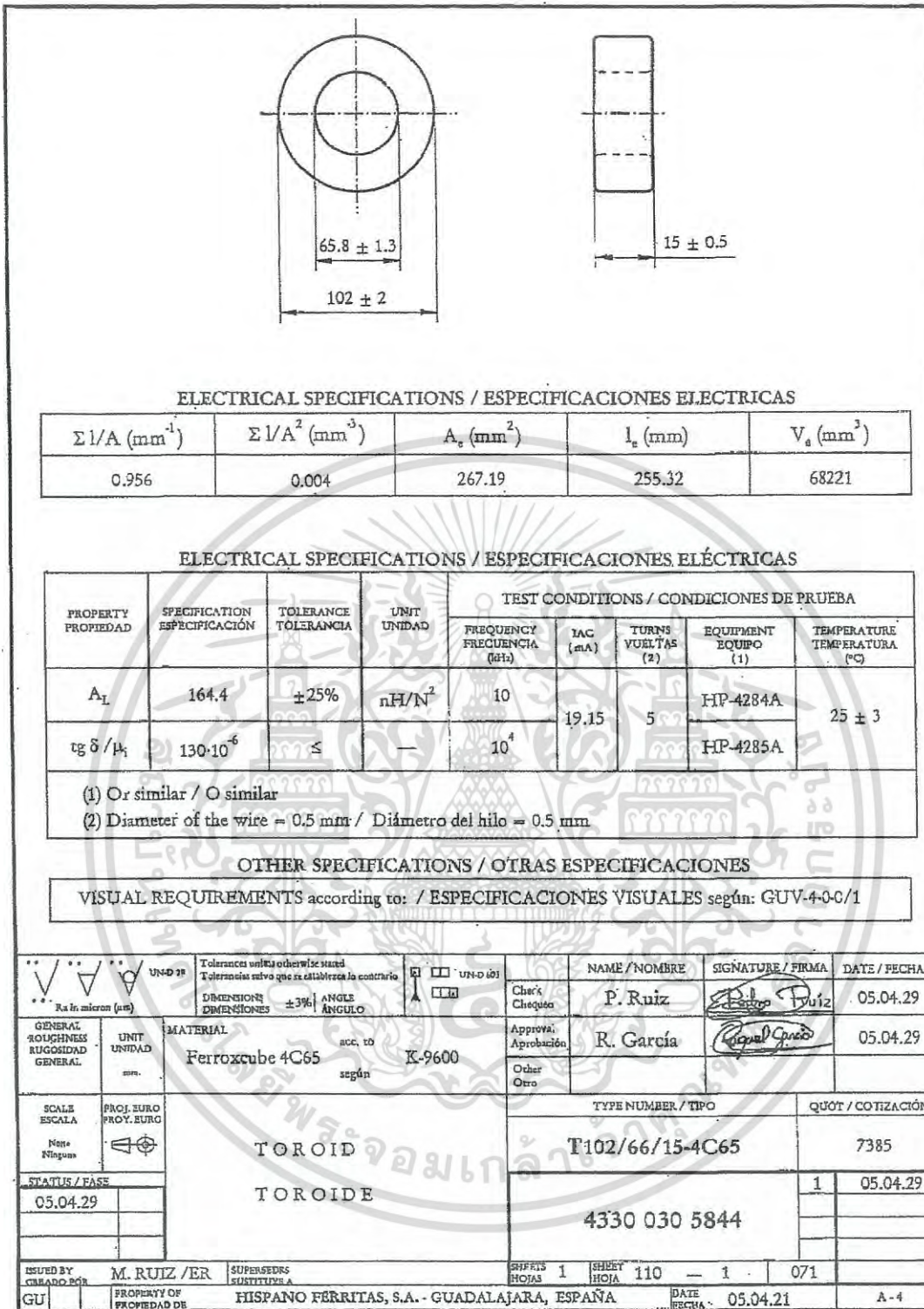
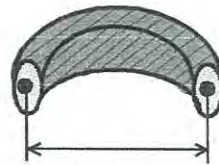


Figure 4.11: Specification of the used ferrite half rings (split toroid).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Accordinging figure 4.11 the average core radius is calculated.



$$d = 8.4 \text{ cm}$$

$$d/2 = 4.2 \text{ cm}$$

The average core diameter is 8.4 cm, thus the average radius is 4.2 cm. The possible effective load must be measured and calculated to establish the dependency between distance transmitter/receiver and possible load for maximum efficiency. Calculations of the efficiency in dependence of the load R_L .

Variation of load: $R_L = 22 \dots 122 \Omega$



$P_{in} = 16.5 \text{ W}$ [+3 dBm at signal generator], distance is here still 50 mm

$R_L [\Omega]$	U_{DC}	P_{out}
110	35.0	11.14
100	33.5	11.22
90	32.0	11.38
80	30.0	11.25
70	28.0	11.20
60	27.0	12.15
56	26.5	12.54
50	24.05	12.00
40	22.0	12.1
30	19.0	12.0
20	15.5	11.0

highest efficiency

$$\eta = \frac{12.1 \text{ W}}{16.5 \text{ W}} \cdot 100\% = 73\%$$

Open load shows a high voltage $U_{DC} > 66 \text{ V}$ at the rectifier and the components like rectifier bridge and bulk capacitors must be removed to protect the components against over voltage.

For further investigation of the circuit behavior an additional sense resistor $R = 0,1 \text{ Ohm}$ is implemented into the transmitter path like shown in figure 4.12.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

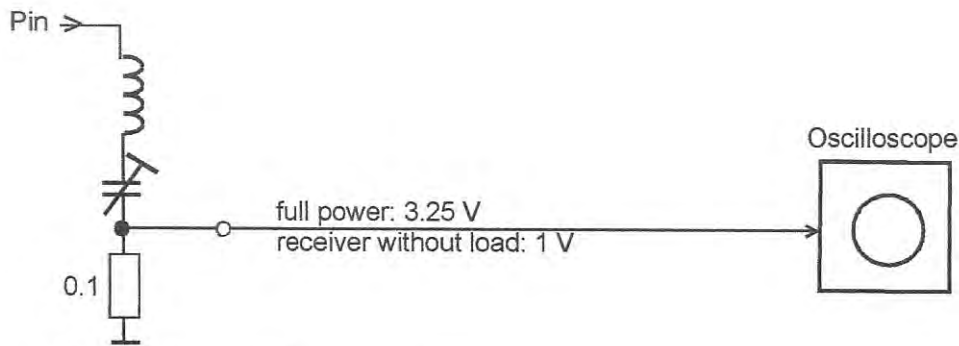


Figure 4.12: Implemented sense resistor in transmitter circuit.

The measurement results show:

Receiver removed from the vicinity of the transmitter: There is a voltage of 1V at the resistor which is the same situation like if the receiver is driven without load which than shows also 1 V at the resistor. This means that even when the transmitter circuit is out of resonance evanescent wave coupling there is a small voltage drop which leads to the conclusion that there is also a small power consumption (losses), when the receiver is removed or the receiver has no load which causes drops in efficiency.

4.3 Efficiency in dependence of the angle alignment (figure 4.13)

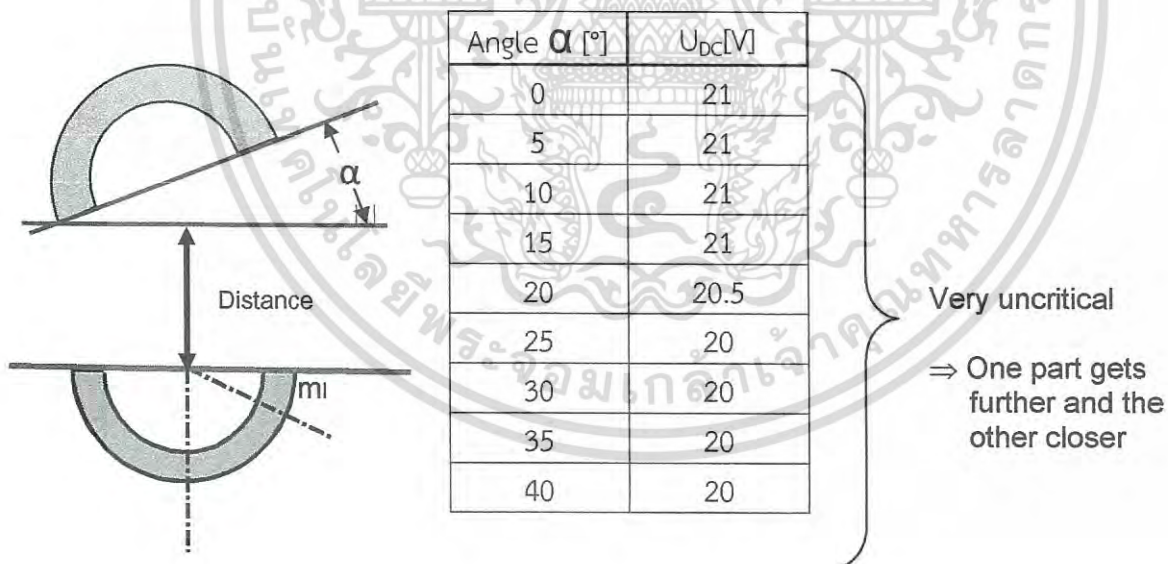


Figure 4.13: Influence of angle alignment to efficiency

The experiment shows that the angle alignment between the ferrite half rings is very uncritical. Anyway during all tests within this work the alignment has been adjusted carefully for the upmost reproduction of the measurement results.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

For further analysis the influence of efficiency by positioning of additional metal plates in accordance with the set up in figure 4.14 has been performed to show the sensitivity to surrounding metal objects. As shown in the figure below an additional Aluminum plate has been positioned ones between the two ferrite half rings and in another experiment left and right in vicinity to both ferrite half rings. For judgment the voltage at the bulk capacitor after the bridge rectifier has been measured.

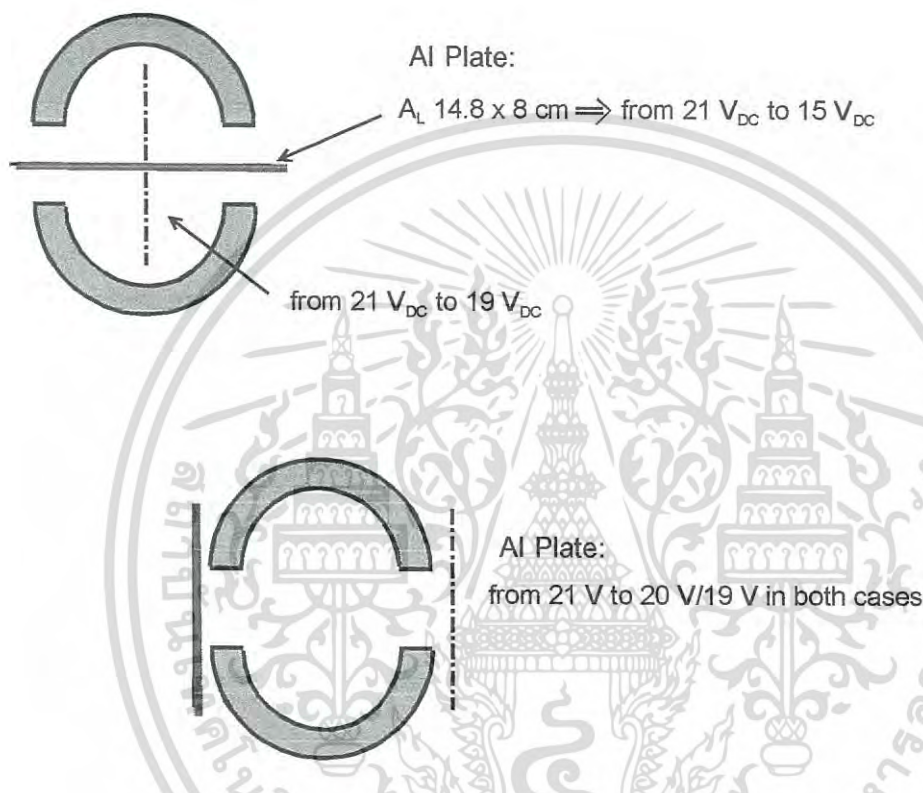


Figure 4.14: Influence of metal shields in different positions

The experiment shows that if the plate shields the transmission path (parallel to the blades of the half rings) the transmission is reduced drastically because as expected the wave impedance of the transmission path changes and the matching of the impedances from Transmitter to the air and from the air to the receiver is detuned. If the plate is positioned in parallel to the direction of transmission the efficiency drops only a little because the evanescent wave coupling mechanism is not disrupted and the mismatch caused by the metal plate is only a little.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 Power – efficiency relations and precise measurements

For the precise measurements of the efficiency a DKD calibrated millivolt meter with precision insertion units has been used (figure 4.15). The millivolt meter consist of a base unit in which two precision power heads can be inserted.

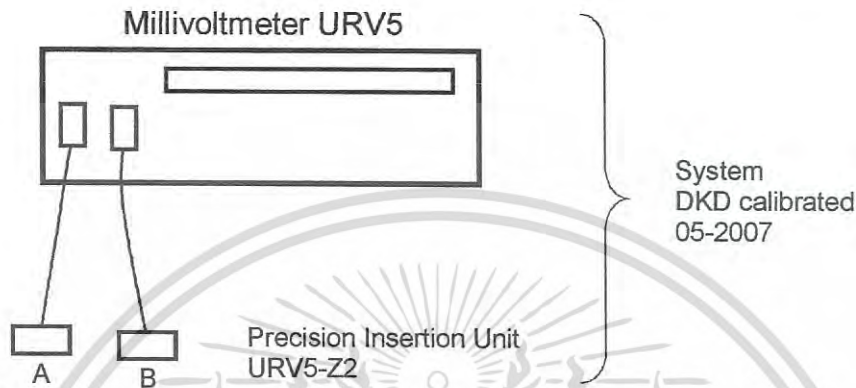


Figure 4.15: Precision power meter (mill volt meter with insertion units)

4.4.1 Test set up - decoupling factor of the directional coupler

For the precise calculation of the system efficiency the decoupling factor of the directional coupler must be established precisely. This is done by the use of two precision insertion units as described above and the comparison between the input power (D) and the forward coupled output power (A) at the coupler is set into relation. For the respective test set-up refer to figure 4.16.

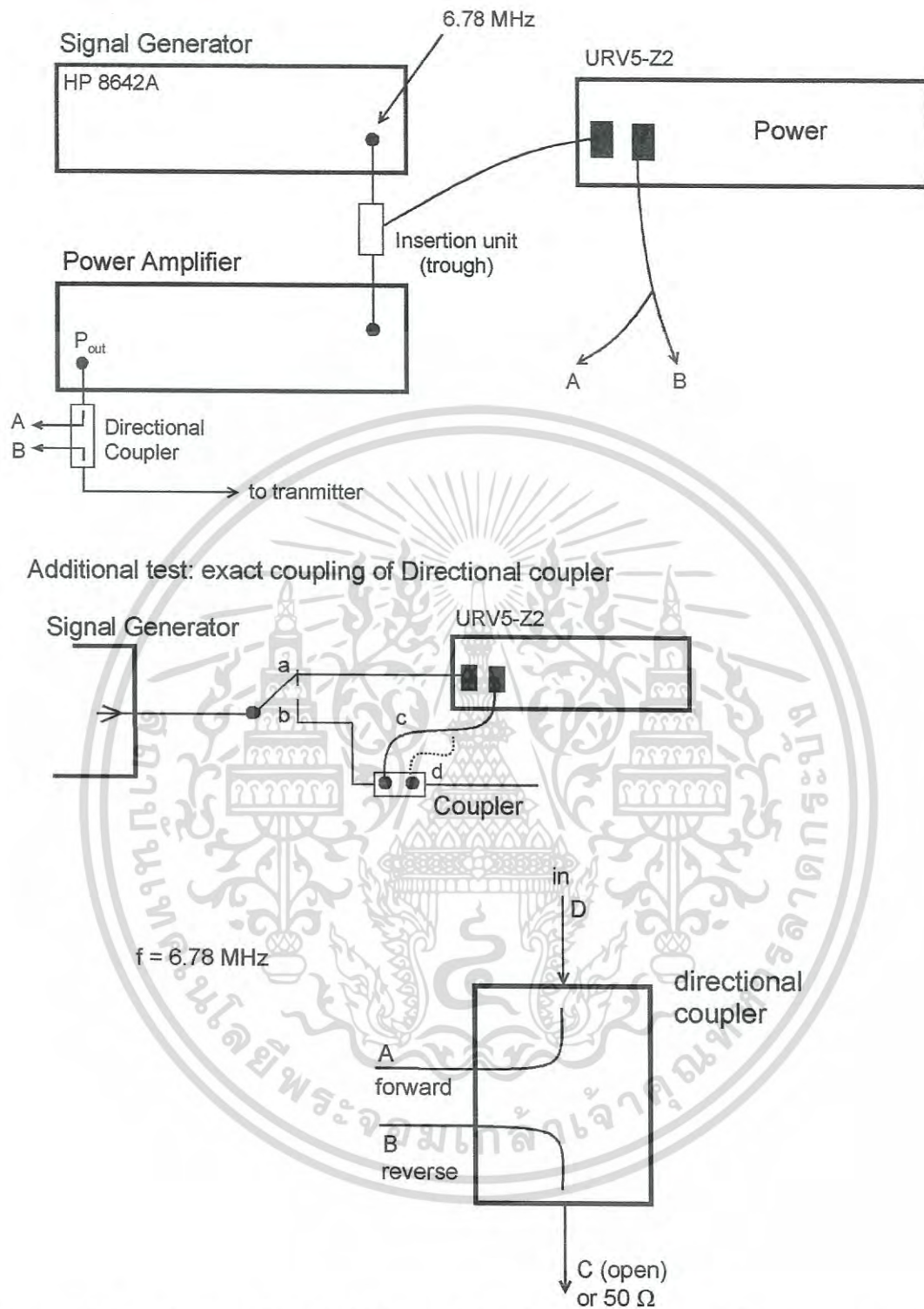


Figure 4.16: Test set-up for establishing of the decoupling factor of the directional coupler.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The measurement result of the power attenuation factors is shown in the table below. With this measurement results the decoupling factor of the coupler can be established. The directional coupler has a decoupling factor of 41,5 dB (attenuation).

Input Power in/D	A	B	C
0 dBm	-41.4	-41.7	0 _(50Ω)
-3 dBm	-38.4	-38.4	-3 _(50Ω)
+3 dBm	-44.6	-44.6	+3 _(50Ω)

} ⇒ coupler
-41.5 dB

4.4.2 Power efficiency calculation

For the calculation of the efficiency of the system a calibrated power meter is used as described in 4.4.1. The exact decoupling factor of the directional coupler is also taken into account. The test set-up is shown in figure 4.17, the schematic diagram of the transmitter and the receiver in figure 4.18. The photos of the set-up refer to figures 4.19 – 4.21.

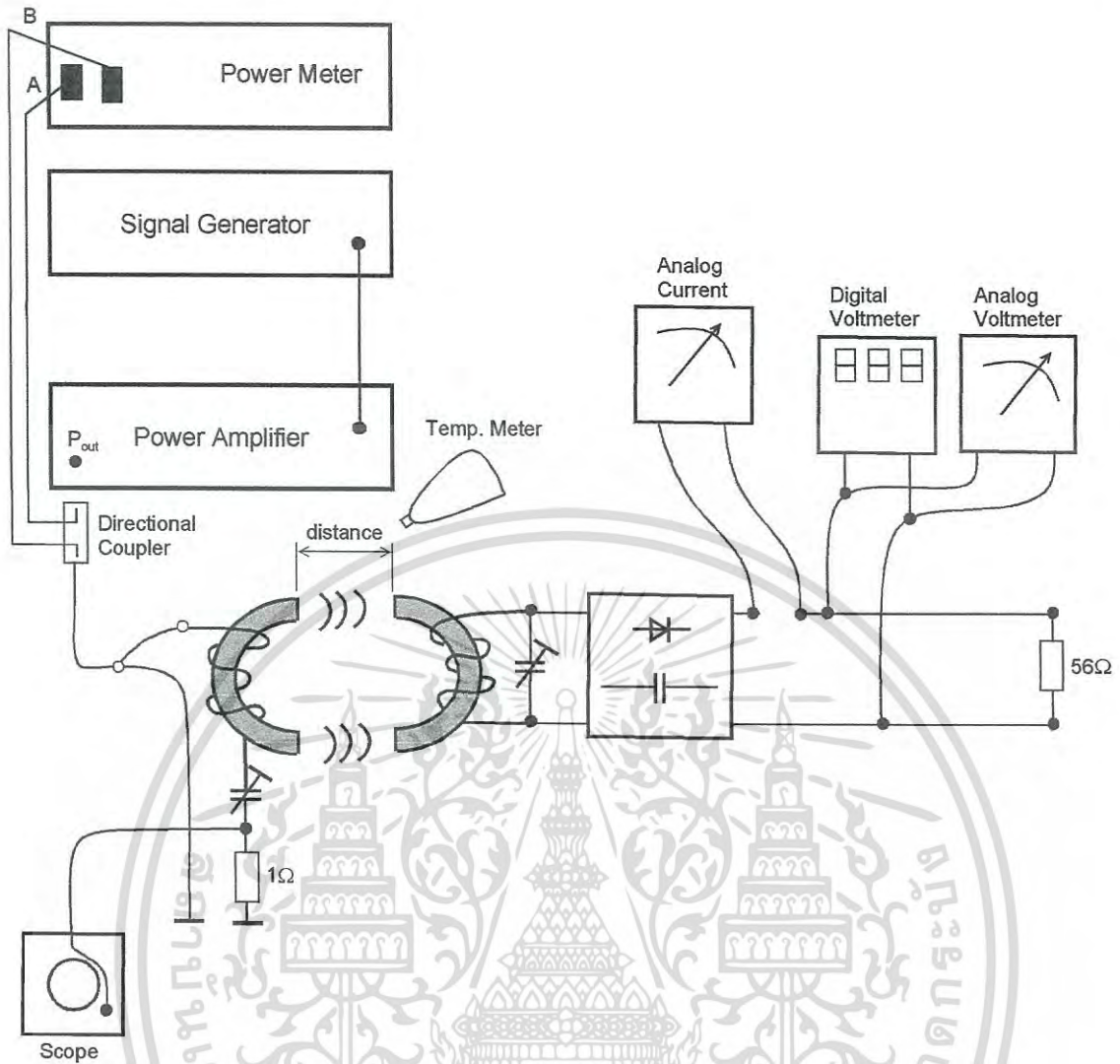


Figure 4.17: Test set-up for the precise measurements of the system efficiency.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

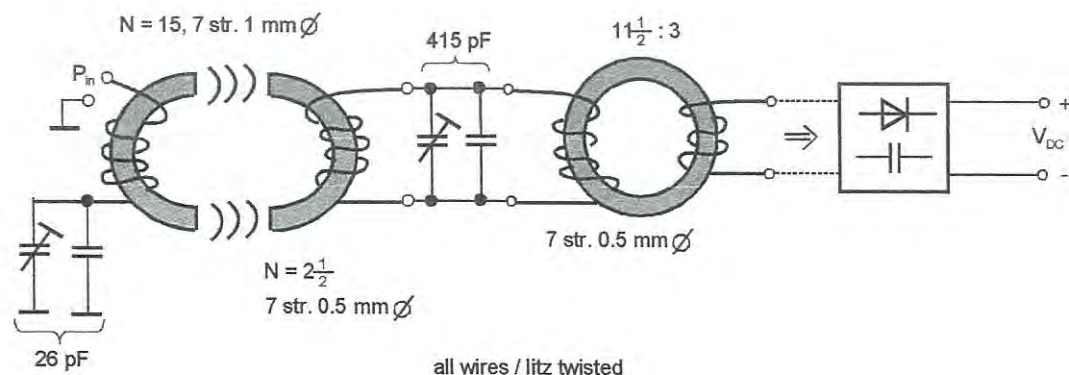


Figure 4.18: Schematic diagram of the power transmission system

Used measurement instruments according to the set-up of figure 4.17:

Power Meter:	Rohde & Schwarz URV5 394.8010.02 DKD Calibration 00 202 2007-05
Signal Generator:	8642A Hewlett Packard 0.1-1050 MHz
Power Amplifier	Amplifier Research Mod 10 W 1000 10 W, 1-1000 MHz
Scope:	Tektronix 485
Dir Coupler:	Rohde & Schwarz VRV5-Z9 40 dB, 100 kHz – 80 MHz
Dig. Voltmeter	Metex M4650
Multimeter, analog:	I.C.E. 680R(2x)
Temperature Meter:	IR-280 Voltcraft (Laser Meter) -30°C...270°C
* Insertion Units (2)	URV5-Z2, (2x) 395-1019-55 DKD Calibration 00 201 2007-05 with 50Ω loads

Measurement result at a distance between ferrite half rings of 50 mm:

Warm up time of measurement equipment and the system: > 1h

Operation temperature of the system:

☺ at core: (32-35)°C

☺ at coil inside: (40-43)°C

Ambient temperature: 21°C

Voltage V_{DC} at load: 26.5 V

Input power P_{in} : $P_{out A} + K = 17 \text{ W}$ K: Conversion factor of meter (4.12)

Output power, calculation:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{out}: (V_{DC})^2 : 56\Omega = (26.5 \text{ V})^2 : 56\Omega = 12.55 \text{ W}$$

$$\cong \eta_{\%} \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100\% \quad 73.8\% \quad (4.13)$$

Result at a distance of 42 mm (average core size):

Voltage V_{DC} at load: 22.5 V

Input power P_{in} : 8.1 W + K = 10.2 W K: Conversion factor of meter

Removed Transmitter sensor (1 Ohm resistor) for optimized matching and reduce all losses.

Temperature θ after warm up > 1h: at the core: 29°C
At the inner of the coil: 32°C

The calculation shows the overall efficiency, the figure 4.19 – 4.22 show the test set up.

$$\eta_{\%} = \frac{(22.5)^2 / 56 \text{ W}}{10.2 \text{ W}} \cdot 100\% \cong 88.6\%$$

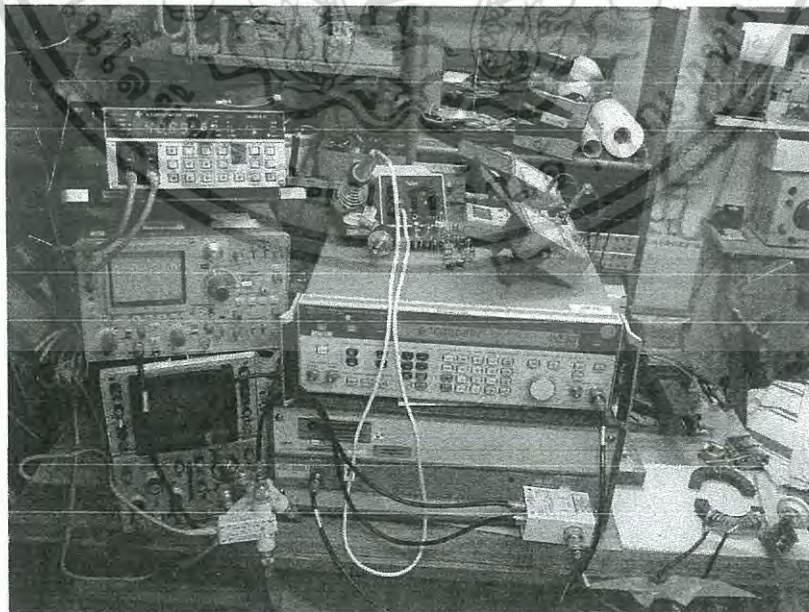


Figure 4.19: Over all view of the measurement test set-up for efficiency tests.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

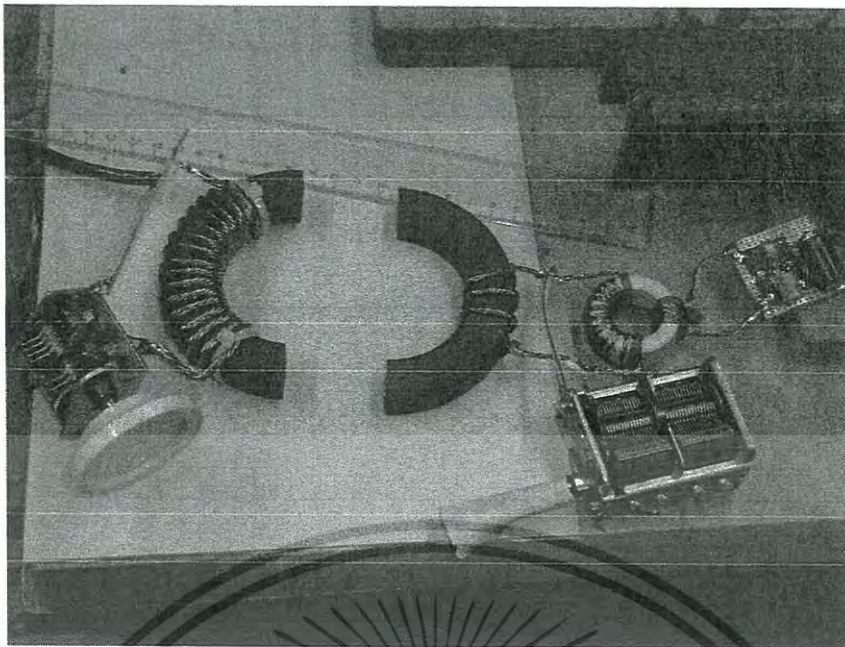


Figure 4.20: Set-up of wireless power transmission system with variable capacitors for exact tuning of the resonance frequency.

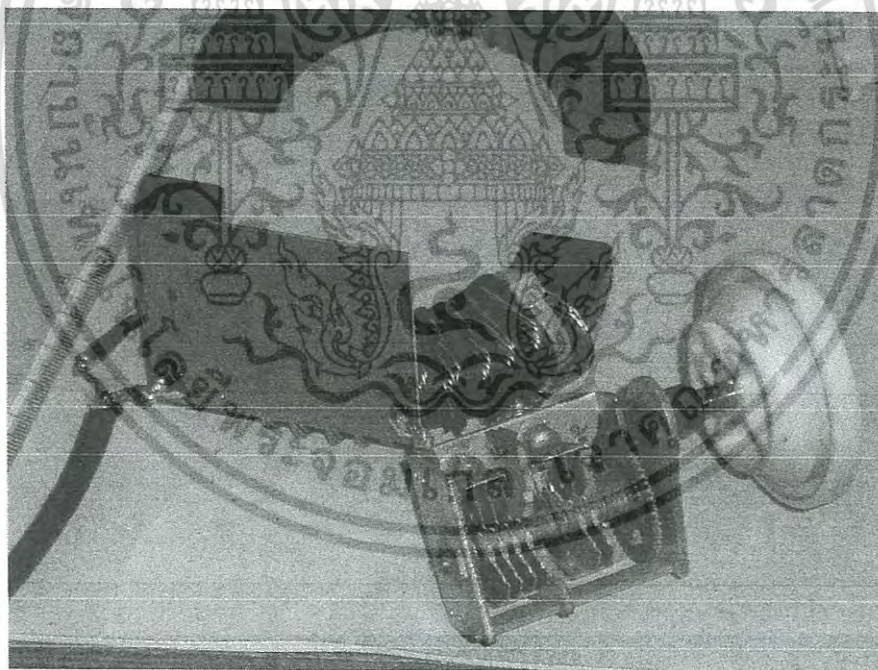


Figure 4.21: Transmitter set-up close up view.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

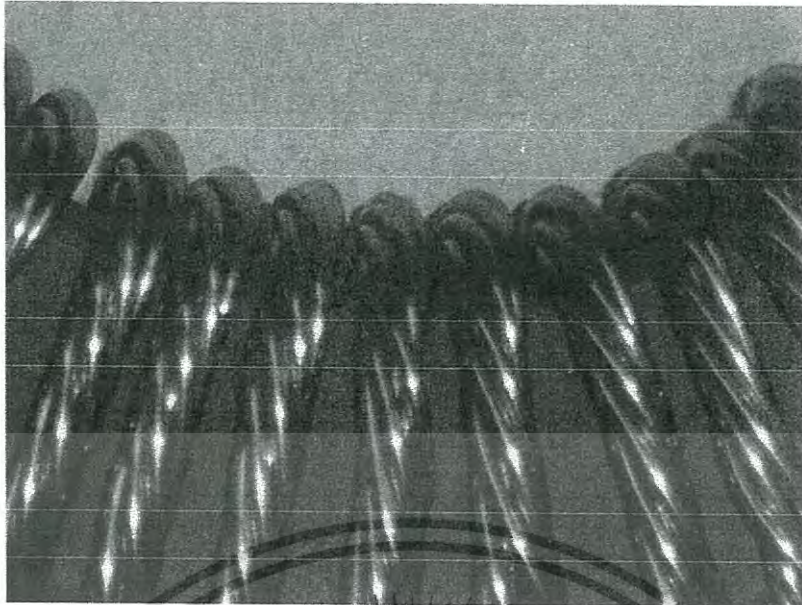


Figure 4.22: Transmitter coil, close up of turns. The precise winding of the turns results in

higher efficiency, thus lower losses

4.5 Transmitted distance

It is important to find out how far the wireless power can be transmitted. The transmitter is acted as the magnetic loop where the near field is that part of the radiated field that is in distances shorter than $2D^2/\lambda$ from the source of the diffracting edge [28]. The system works with an operating frequency of 6.78 MHz, the corresponding wave length is 44.24 m. The calculated near field distance for the transmitter loop length of 10.2 cm results in a distance of the near field with

$$d = 2(0.102)^2/44.24 = 4.7 \text{ m} \quad (4.15)$$

Within this near field distance the existence of the evanescent wave coupling phenomena can be confirmed. The magnetic field will be decreased by the function of $1/D^3$ as shown in Figure 4.23 where D is the distance between the transmitter and the receiver [4], [14].

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

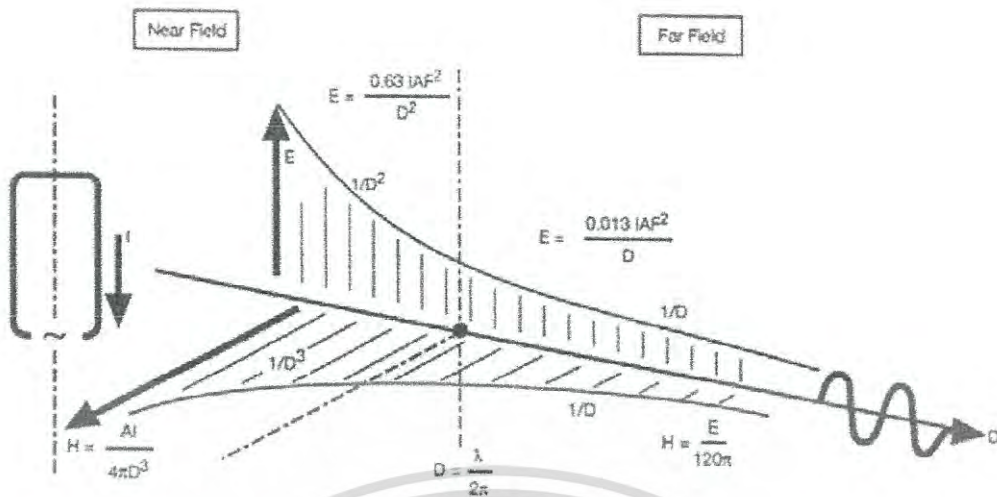


Figure 4.23: The relation of magnetic field and the near field distance.

The efficiency, test set up according to Figure 4.17 and the related theoretically calculated results are displayed in Figure 4.24. It is shown that there is only a minor deviation between the theory and the measured data.

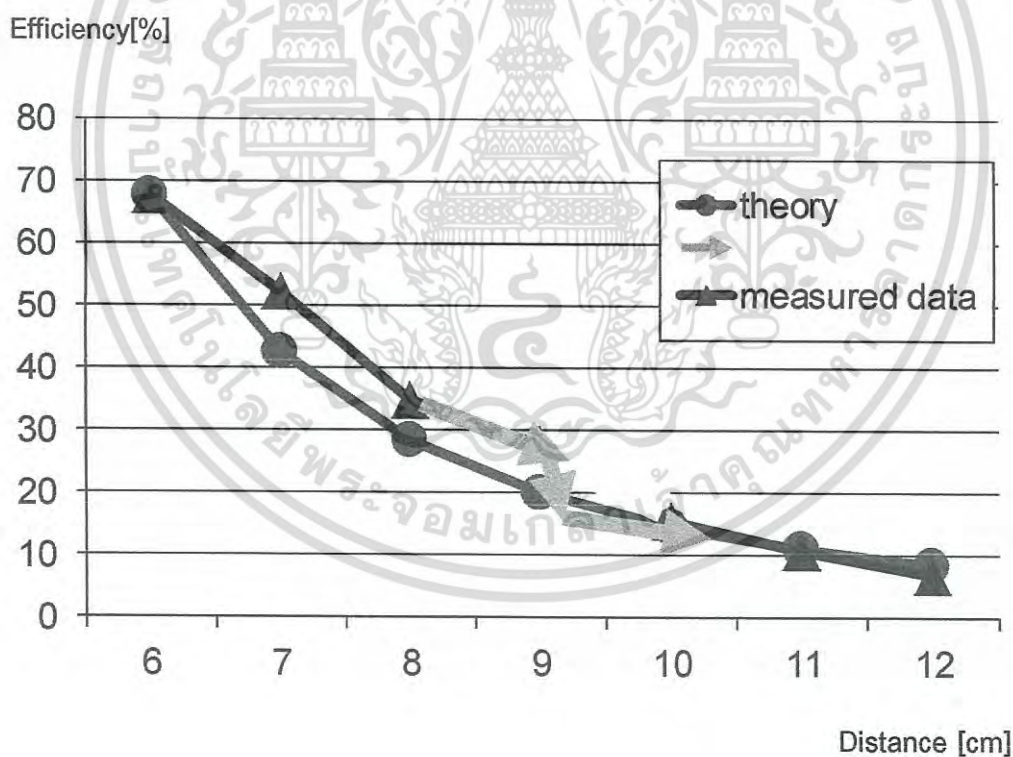


Figure 4.24: The comparison between the measured and theoretical results. The Collapse effect happens according to the “Modified Copenhagen Interpretation”: Transmission and Receiving can not be described isolated – mutual reaction which means Decoherence.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 Power density

The transmitted power density is defined as the ratio between the maximum transmitted power and the active area of the inductor core. In this work, the maximum transmitted power of 80 W has been transmitted and this power set in relation to the cross section of the ferrite core gives the power density. The cross section of the core is shown in figure 4.25. It is $15.3 \times (102.4 - 65.5) = 564.57 \text{ mm}^2$ or 5.65 cm^2 . Thus the maximum transmitted power density achieved is 0.14 W/mm^2 , which is 140 kW/m^2 [7]. For comparison, the power density of the sun light is $1,37 \text{ kW/m}^2$, the power density of Uran is 650 kW/m^2 .

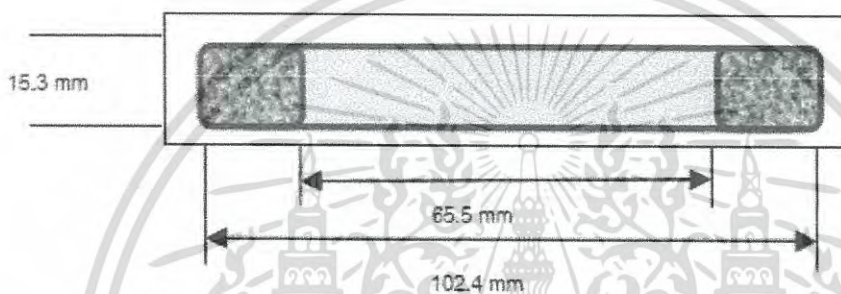


Figure 4.25: Cross section area of the transmitting and receiving core

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. Examples of applications

5.1 Wireless power transmission “Evaluation Board”

In relation to the circuit parameters (refer to chapter 4) an evaluation board has been set-up. For the system illustration please refer to figures 5.1 to 5.10.

Specification:

DC/DC Converter

- output: $1.4 - 12 V_{DC} 2 A_{max}$
- if active: Yellow LED

Resistive Load

- Resistance 56 Ohm
- with DC connector for external connection
- optional red LED if “active”

Transmitter Core

- adjustable distance to receiver between 0 – 95 mm
- BNC connector to power amplifier

RF Receiver Level Meter

- indication “-20 ... +3” in correlation to the Receiver DC voltage

Measured data (indication)

Input Power	Distance between cores	Level meter	U_{DC} at receiver
10.3 W	42 mm	0.0	21.0 V
10.3 W	50 mm	-0.3	20.3 V
16.7 W	50 mm	+0.5	24.0 V
9.0 W	50 mm	-1.0	17.0 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figures:

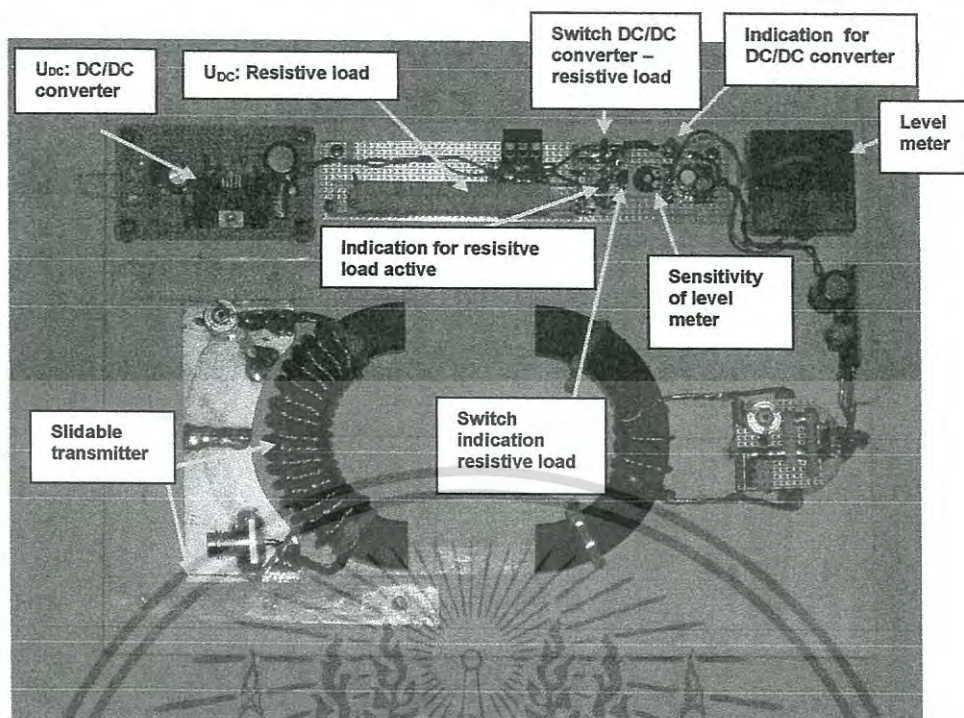


Figure 5.1: Top view of whole system.



Figure 5.2: Side view of whole system.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

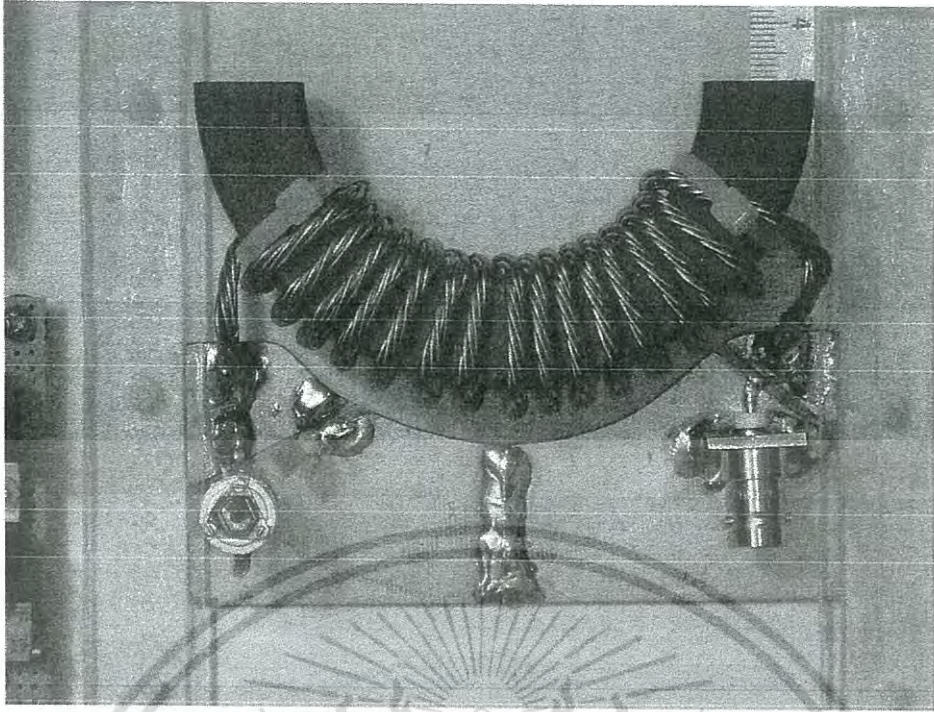


Figure 5.3: Transmitter circuit.

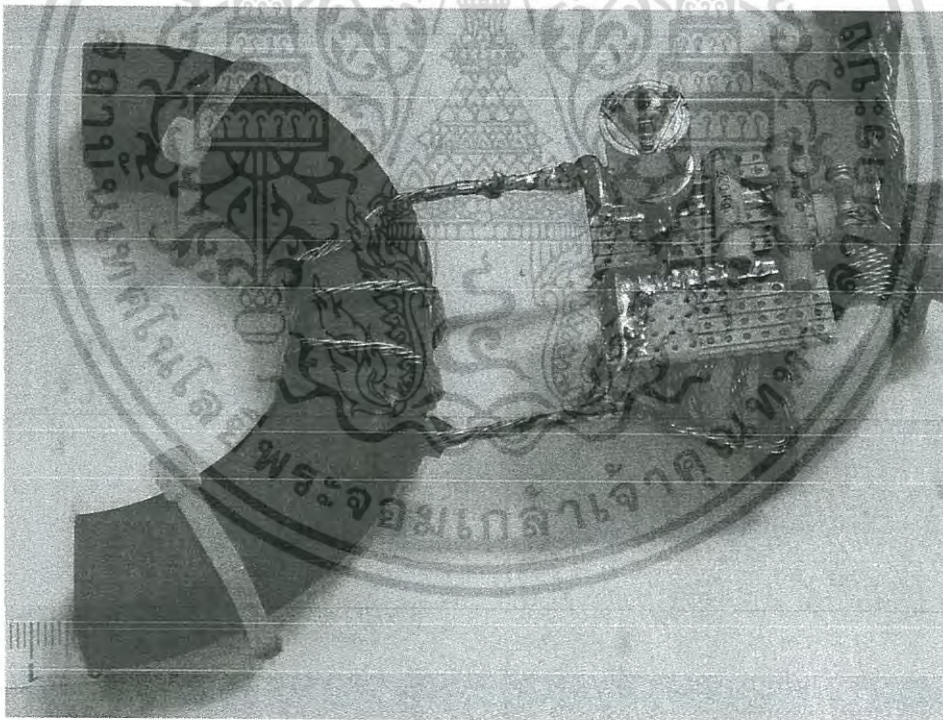


Figure 5.4: Receiver circuit with transformer.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

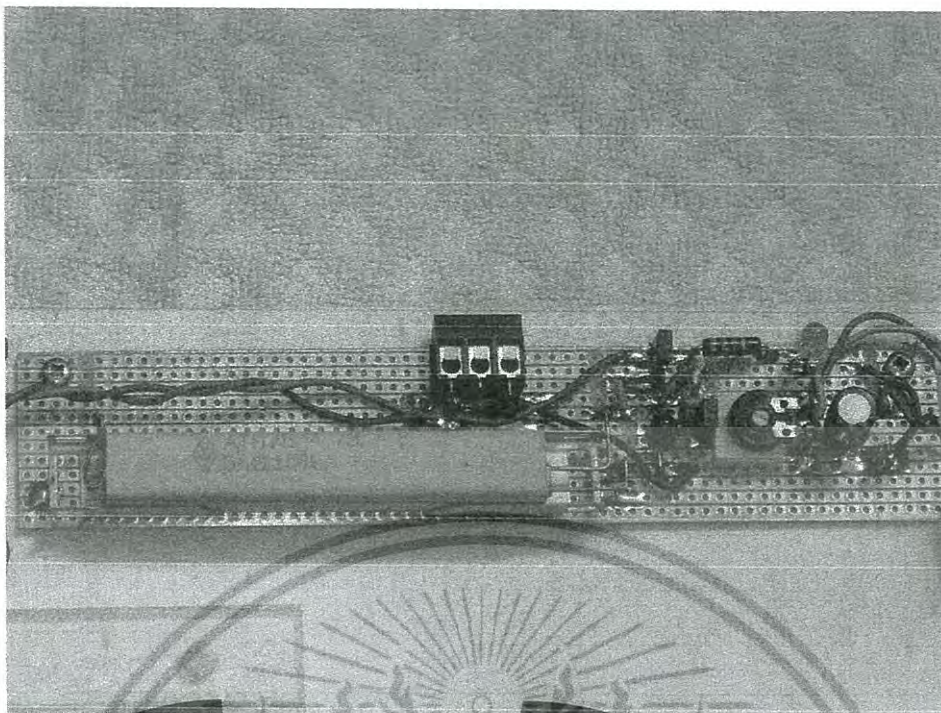


Figure 5.5: Distribution and Indication board with resistive load.

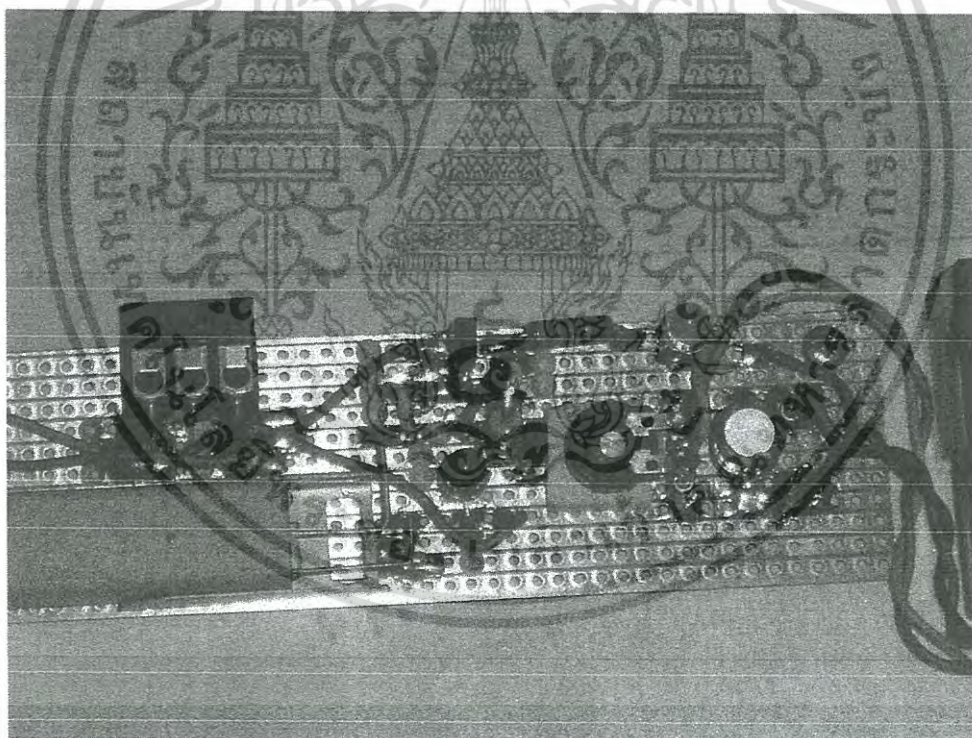


Figure 5.6: Indicators.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Figure 5.7: Bridge rectifier and level meter.

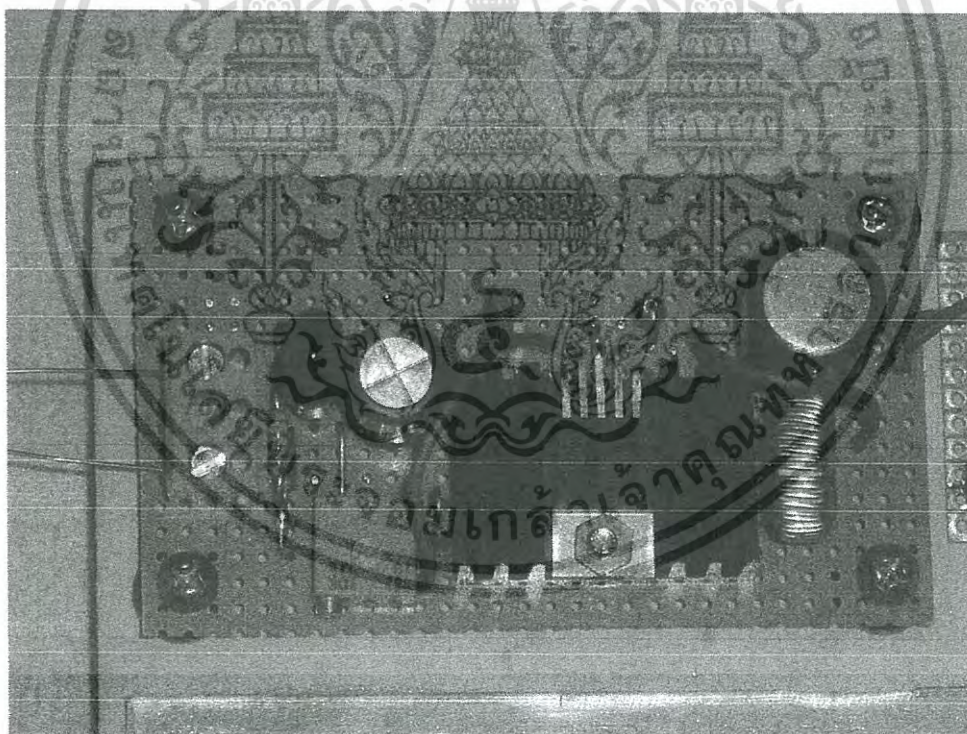


Figure 5.8: DC/DC converter.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

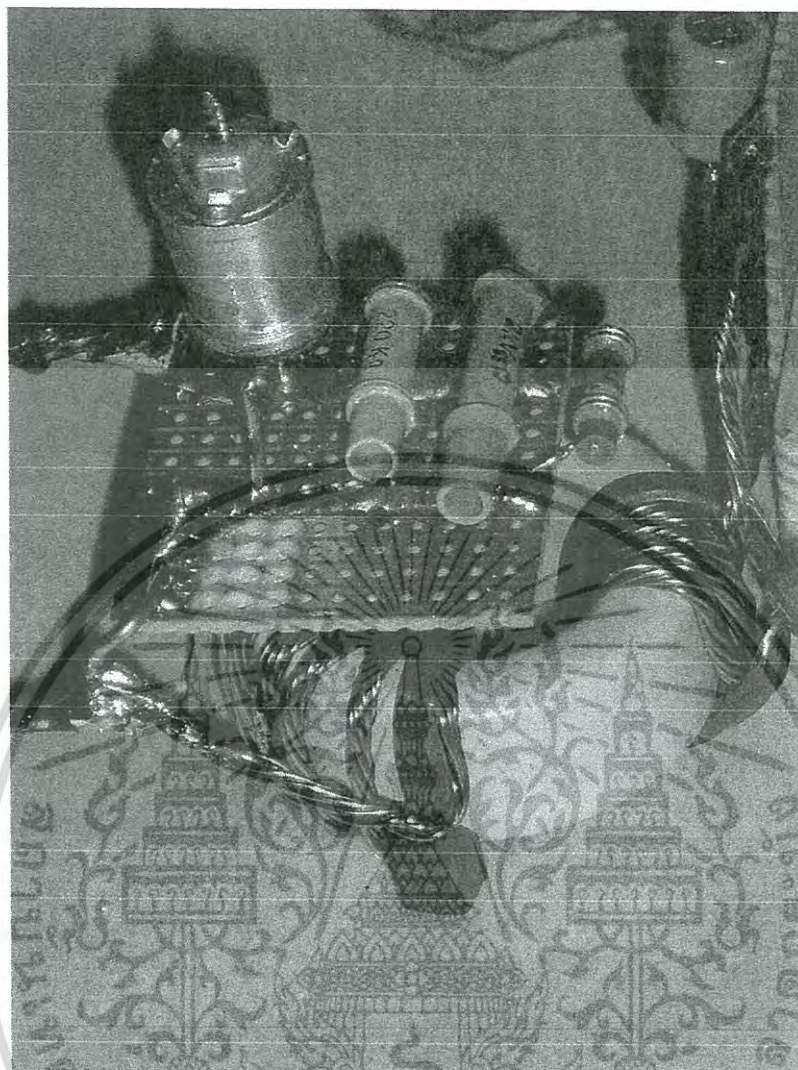


Figure 5.9: Receiver capacitors and decoupling transformer.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

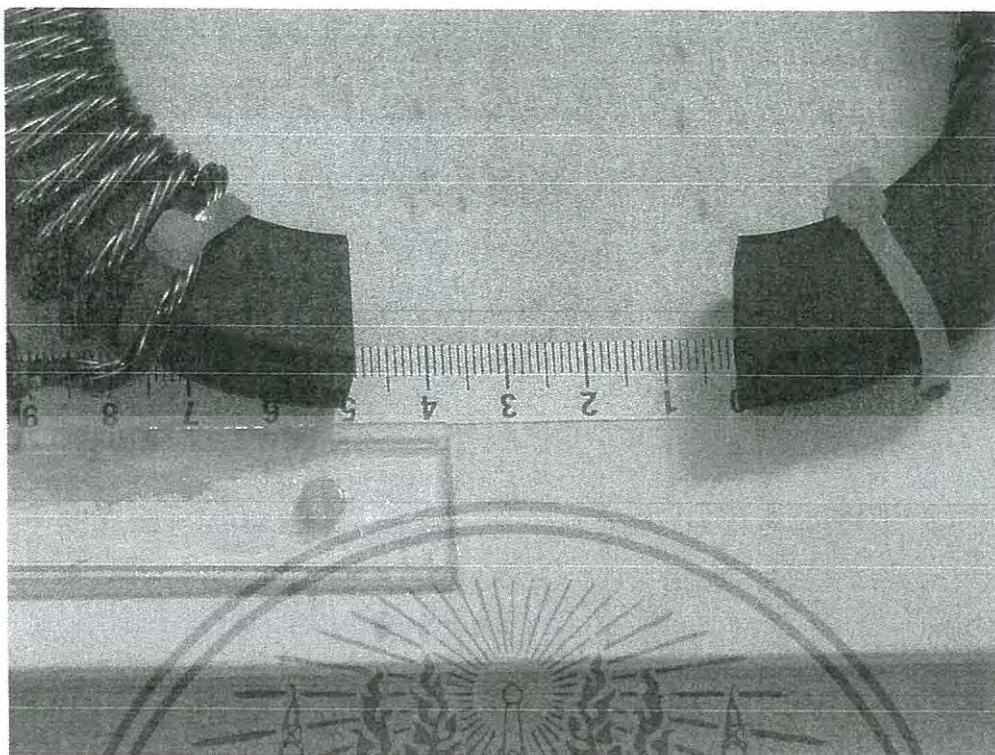


Figure 5.10: Meter or distance adjustment.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 Show project, integration of the receiver module into an appliance

The portable radio is originally either supplied by battery or by an AC/DC adapter which provides a 9 V_{DC} at a maximum total power consumption of approx. 5 W. The receiver module is integrated into the battery bay. Additionally a RF voltage level meter is integrated into the radio system to control the received RF voltage level for optimum positional adjustment. Figure 5.11 shows the set up of the radio system with the transmitter module underneath at a distance of 30 mm, figure. 5.12 shows the inbuilt RF power level meter.



Figure 5.11: System set-up of radio receiver.



Figure 5.12: In radio receiver integrated RF voltage level meter.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The transmitter uses a double half ring inductor with 7 strand litz and glass capacitors for an optimum efficiency. Figure 5.13 and figure 5.14 show the module, fig. 5.15 is the schematic diagram of the transmitter.

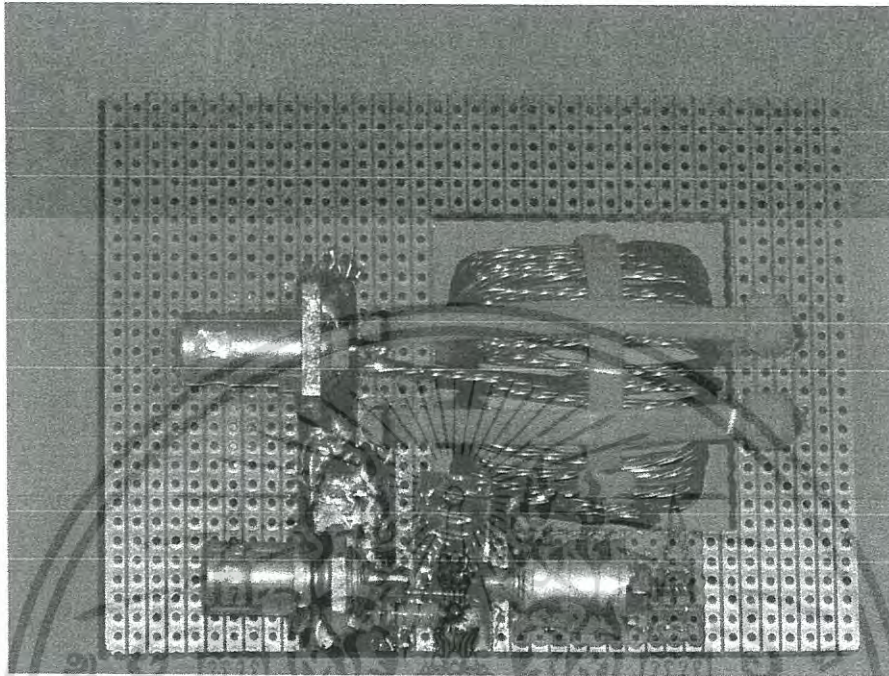


Figure 5.13: Transmitter module, rear view.

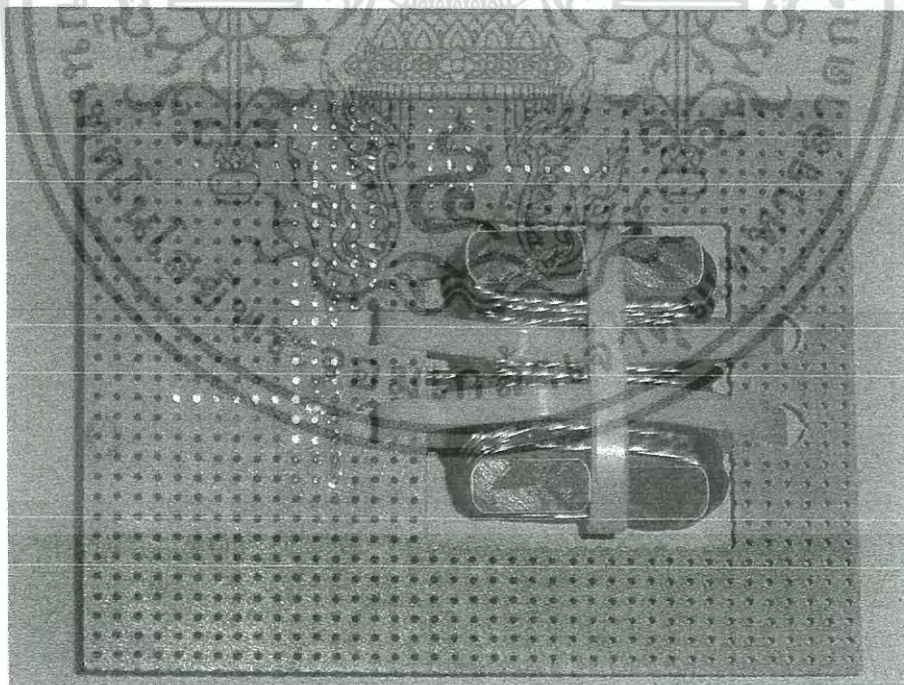


Figure 5.14: Transmitter module, top view.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

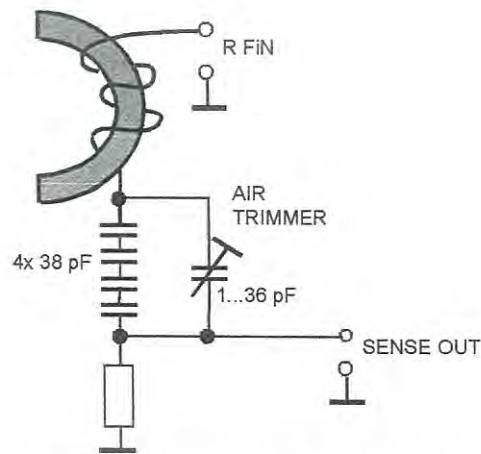


Figure 5.15: Schematic diagram of the transmitter module.

For maintenance a sense output is integrated to the transmitter module. The sense picks up the voltage drop above a 1 Ohm resistor. In case of optimized matching (resonance of both systems) the voltage drop increases to a maximum because of the lowest impedance of the resonance circuit and thus the highest current in the system. The schematic diagram of the receiver module is shown in figure 5.16. The single half ring inductance is made with 5 strand litz for reducing skin and proximity effects. Behind the rectifier bridge a level meter is integrated. The table at Figure 5.16 shows the relation between the raw DC voltage and the indication of the level meter. The measured raw DC-level is proportional to the RF voltage level received. The Zener diode protects the DC-DC converter against over voltage at the input. The DC-DC converter provides a 9 V_{DC} voltage for the radio supply. The maximum DC output current of the converter is 2 A.

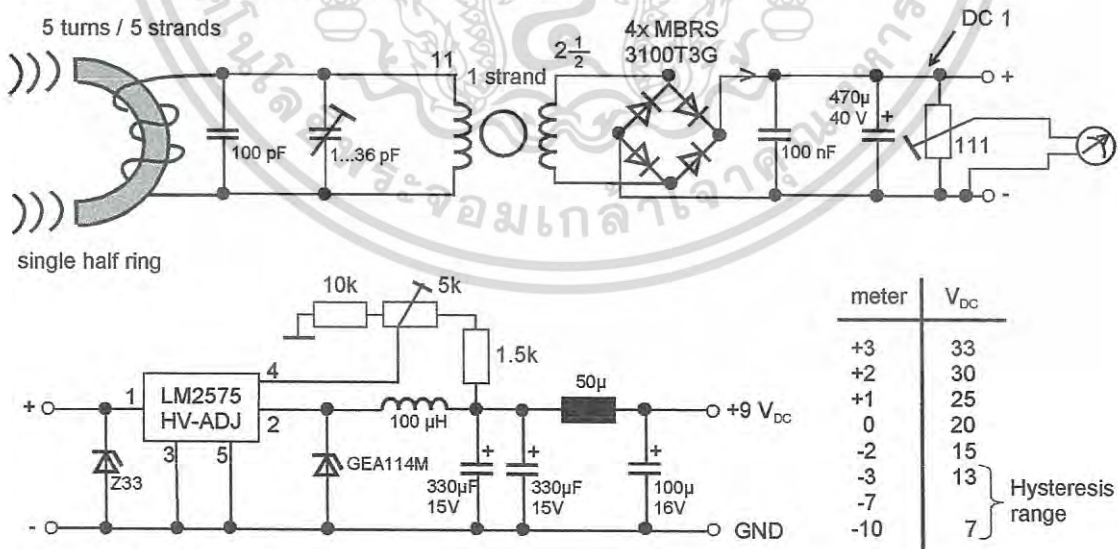


Figure 5.16: Schematic diagram of the RF power receiver module which is integrated into the radio receiver.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The RF power receiver module is shown at figure 5.17 and 5.18. One potentiometer right side on top is for adjusting the voltage level, the other (middle below the ring core) is to adjust the RF voltage level meter.

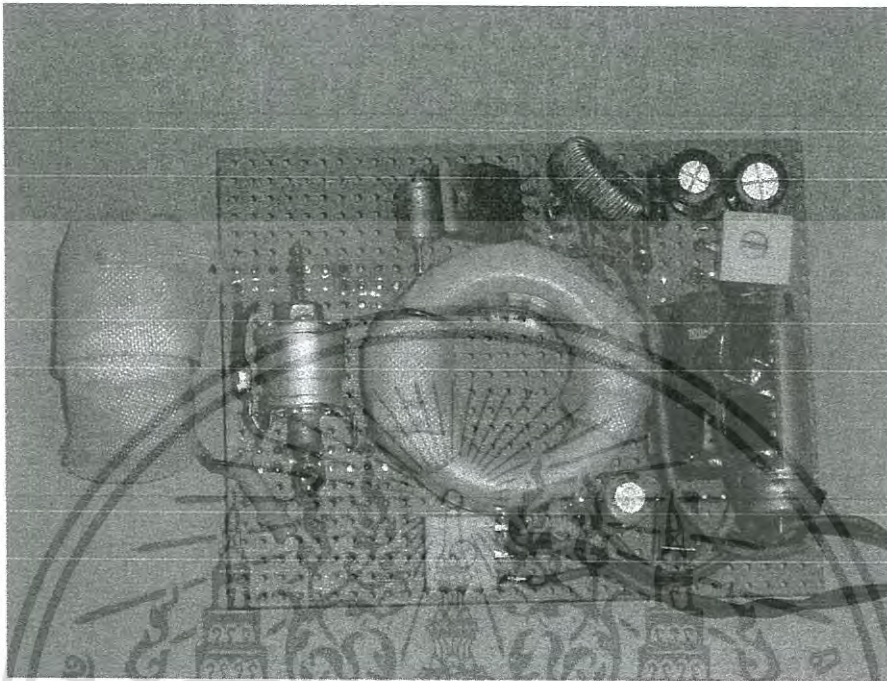


Figure 5.17: RF power receiver module, top view.

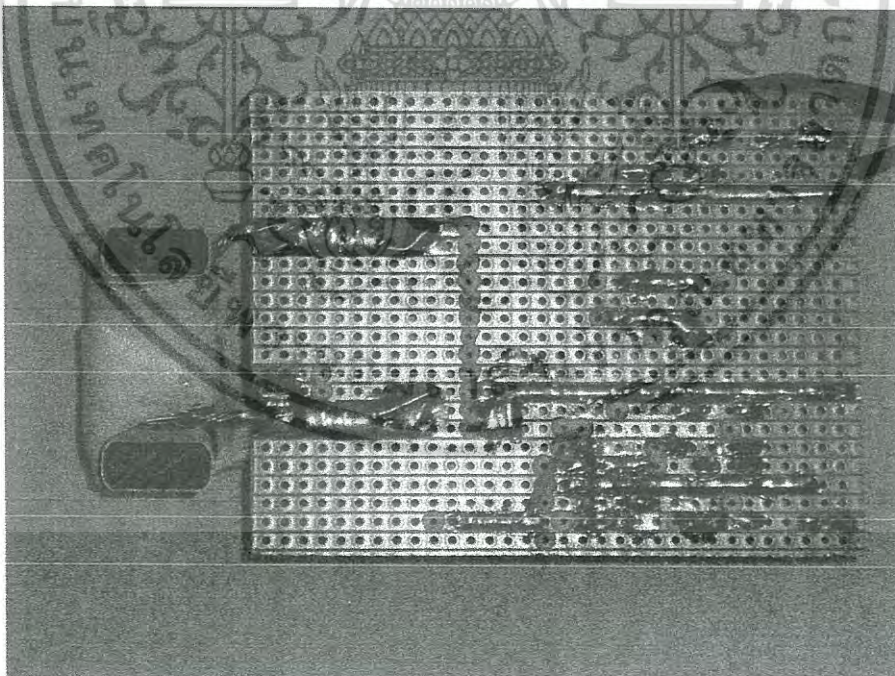


Figure 5.18: RF power receiver module, rear view.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 5.19 shows the integrated RF power receiver module. The module is covered with a plexi glass plate for isolation and mechanical stabilization.

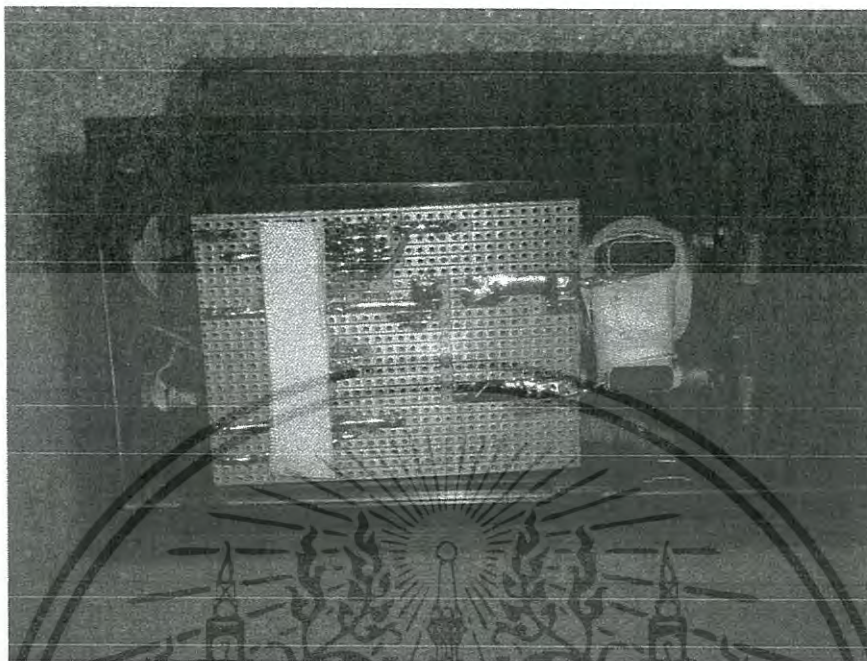


Figure 5.19: In radio battery bay integrated RF power receiver module.

Before integrated into the radio the performance of the system was checked. The table below lists the relation between the input power, the level meter indication and the current after the rectifier bridge resp. before the DC-DC converter. As can be seen the DC-DC converter provides a stable regulation of the output power which results in an almost same DC current independent from the DC voltage at the DC-DC converter input.

Distance: 30 cm, load 34Ω at $9 V_{DC}$

P_{in} [dBm]	P_{in} [W]	V_{DC}	Reading meter in Radio	Current after [mA]
-3.5	6.5	19.0	-1	16.1
-3.0	7.2	24.0	0	14.4
-2.5	7.9	26.5	+1	14.3
-2.0	8.5	29.0	-1.5	13.6
-1.5	9.7	31.0	+2	13.5
-1.0	10.9	32.0	2.5	14.1 ⚡ (Z-Diode)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The efficiency of the system shown in the table next is 48%max. This is 10% lower than the original lab-sample. The reason is the not optimized number of turns of the inductances (transmitter/receiver) which results in a lower impedance matching of $Z_{\text{TRANSM}} - \text{Air} - Z_{\text{RECEIVER}}$.

P_{out} (with DC/DC converter):

P_{in}	P_{out}	Efficiency
6.5	$19 \cdot 0,16 = 3.0$	46%
7.2	$24 \cdot 0,144 = 3.5$	48%
7.9	$26.5 \cdot 0,143 = 3.8$	48%
8.5	$29 \cdot 0,136 = 4.0$	48%
9.7	$31 \cdot 0,135 = 4.2$	43%
10.9	$32 \cdot 0,14 = 4.5$	41%

Variation of the distance shows a maximum possible distance of 40 mm other-wise the performance drops, resp. the input power must be increased.

(level meter) P_{in} [W]	Distance [mm]	V_{DC} [V]
(-2) 8.5	25	29
(-2) 8.5	30	20
(-2) 8.5	35	<10
(0) 120	35	17
(1) 13.2	35	22.5
(2) 14.2	35	31
(2) 14.2	40	<10 also with more power no tunnel effect ⚡

But in case the input level is increased to increase the resonance magnetic coupling the power should not be converted into losses but only the contribution of the losses of the components should be turned into heat thus into losses. As can be seen from the table above the DC-DC converter stabilizes the needed DC-current independent from the DC-voltage at the regulator's input. This effect needs further investigation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 Application of transmission from water to air

5.3.1. Introduction

This application shows the preliminary study whether the power transmission under water is possible or not. In this experiment the transmitter is put into reversed osmosis water and various salt water concentrations and the receiver is outside of a tank and supplies a controlled load. The transmitted power is up to 7W at a frequency of 6.78 MHz across a distance in the range between 10 mm to 60 mm. Finally, the effect of water type and the percentage of salt concentration on wireless power transmission attenuation are presented and analyzed.

5.3.2. The water to air plane wave model

The plane wave model of wireless power transmission water-to-air mode is proposed. For the set up please refer to Figure 5.20.

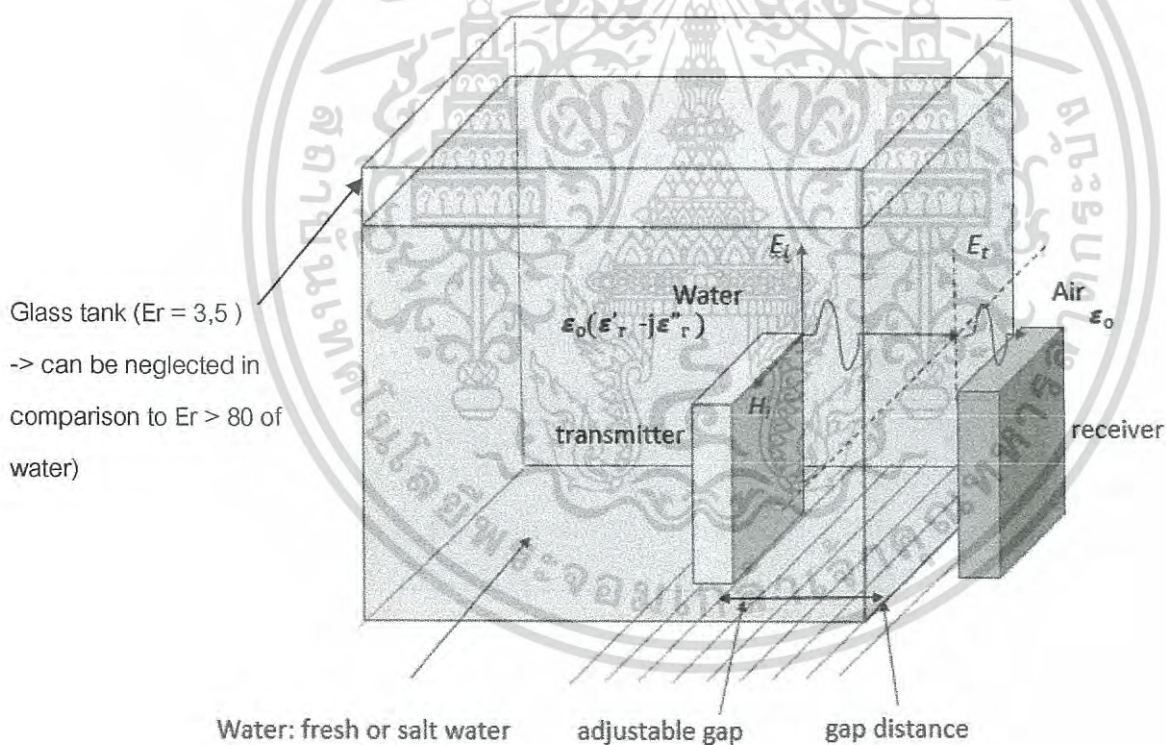


Figure 5.20. Set up of the water-to-air plane wave model

The wireless power transmitting of the incident power in the water P_i can be expressed as shown in equation (5.1) [39, 40, 41].

$$P_i = \text{Re} \left\{ \frac{|E_i|^2}{2Z_{\text{water}}} \right\} \quad (5.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

E_i is incident electric field and Z_{water} is the impedance of any kind of water. The transmitting mode from water to air, the transmitted power at receiver at the air P_t can be expressed as shown in equation (5.2).

$$P_t = Re \left\{ \frac{|E_t|^2}{2Z_o} \right\} \quad (5.2)$$

E_t is the electric field in the air and Z_o is the intrinsic impedance of air which also can be expressed as $\sqrt{\frac{\mu_c}{\epsilon_c}}$

It is obviously that the two media in which the power transmission is performed - the water and the air - can be any kind of water and air. Thus the water is changed during the experiment from Reverse Osmosis water to water with controlled Salt saturations. Essential parameters are frequency, temperature, distance and salinity which influence the permittivity of the water and thus the media. In this preliminary study, the frequency and temperature are controlled at 6.78 MHz and 25°C respectively. The variable parameters are the distance and salinity of the water compared to RO water and/or to air - air transmission parameters.

5.3.3. The under water mode experimental set up

The block diagram of the experiment is illustrated in Fig. 5.21a, Fig. 5.21b shows the set up and Fig. 5.21c the photos [43, 44].

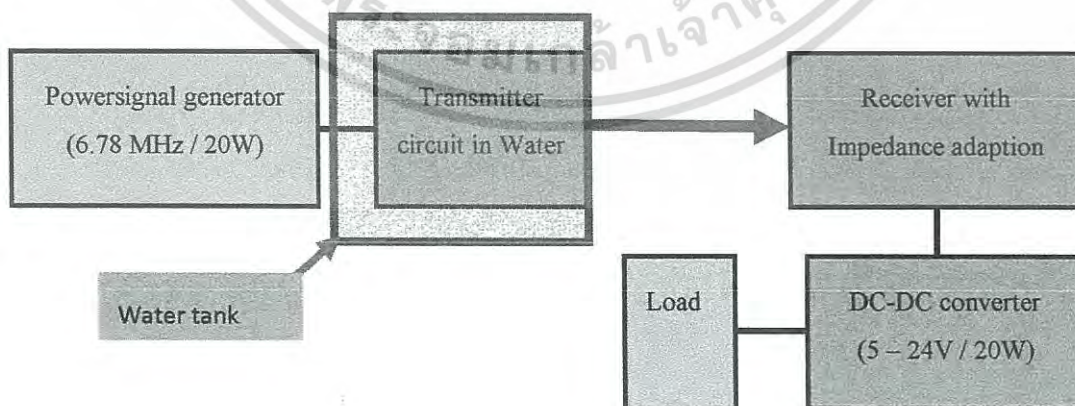


Figure 5.21a. Block diagram of the water-to-air plane wave experiment

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

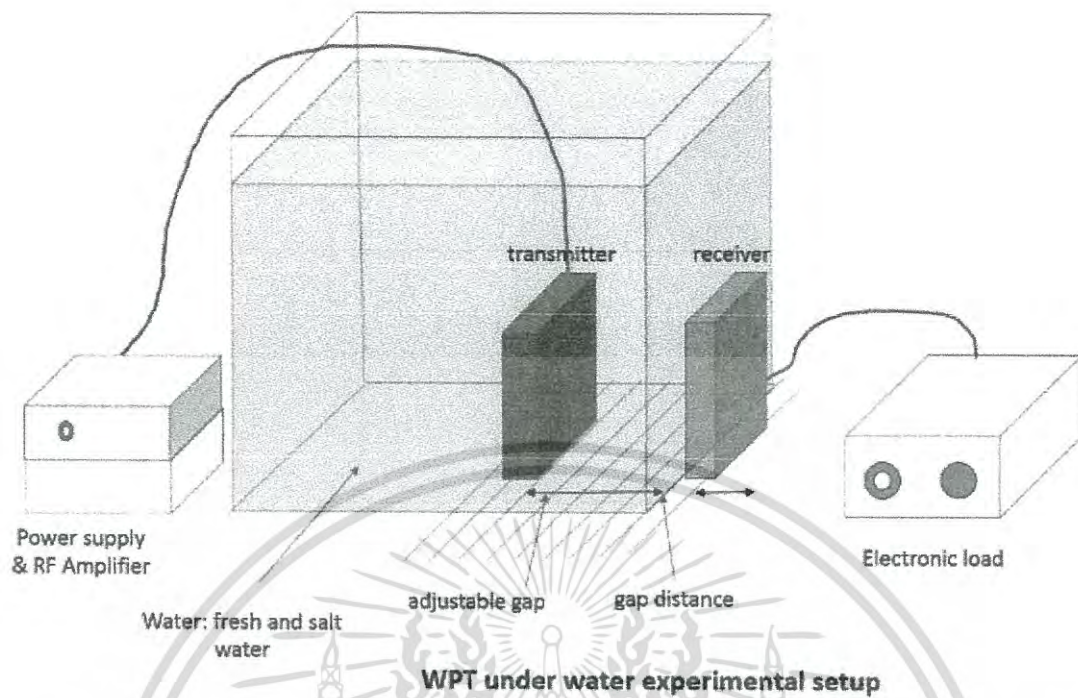


Figure 5.21b. Set up of the water-to-air plane wave experiment

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

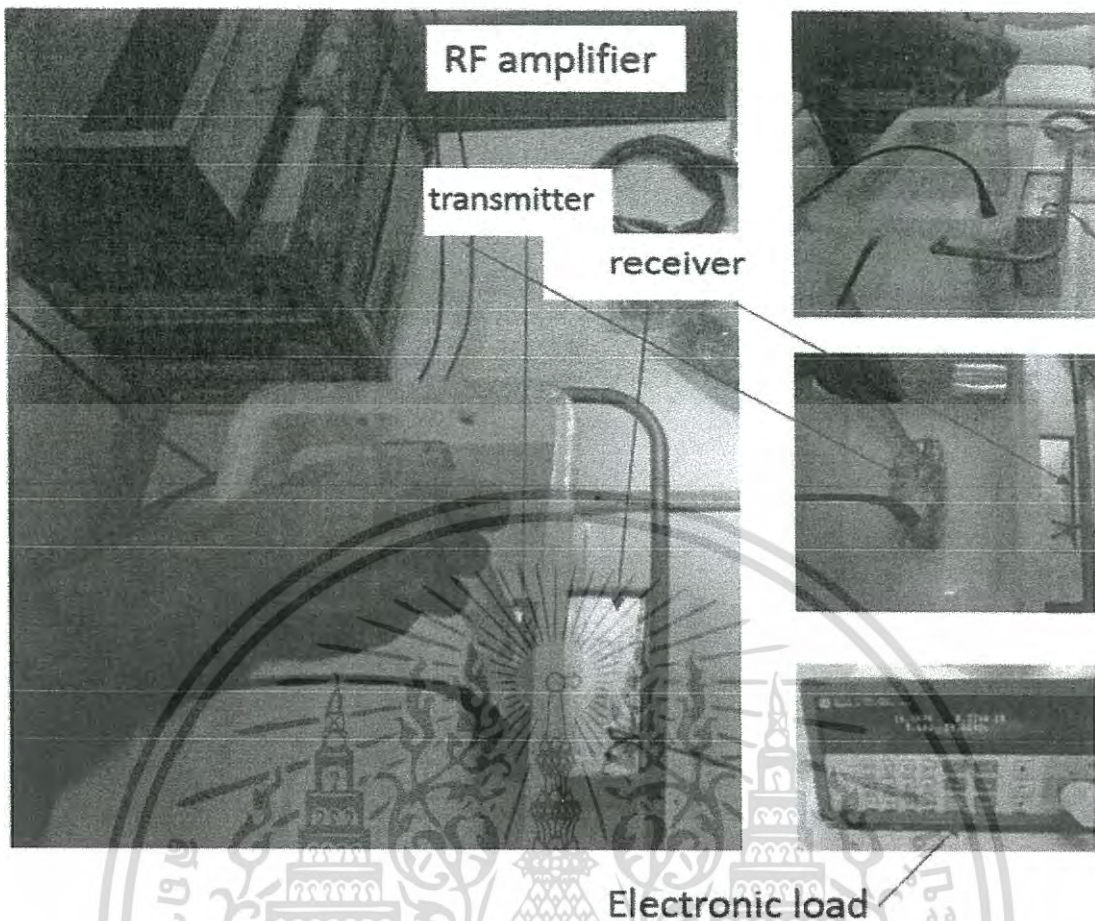


Figure 5.21c. Wireless power transmission under water experimental set up photos

5.3.4. Experimental set up

The experimental setup shown in figures 5.21a to 5.21c composes of three main parts. The first part is the RF power generator, the second part is the transmitter circuit both placed inside of the water container, and the third part is the receiver which is located outside the water container and connected to a load. The RF power generator, the transmitter and the receiver operate at 6.78 MHz. The receiver supplies to an electronic load which can be varied in the energy consumption. The medium of the water in the container is reversed osmosis water (RO water) and salted water with different salt concentrations. The effect of the wireless power loss is studied based on the gap variation from 1 cm to 6 cm as shown in figure 5.21. Figure 5.22 shows the transmitted power at 6.78 MHz picked up by a sensor and displayed by a spectrum analyzer to watch the transmission. Figure 5.23 shows the detail set up for picking up the data by variation of the gap distance between the transmitter and the receiver.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

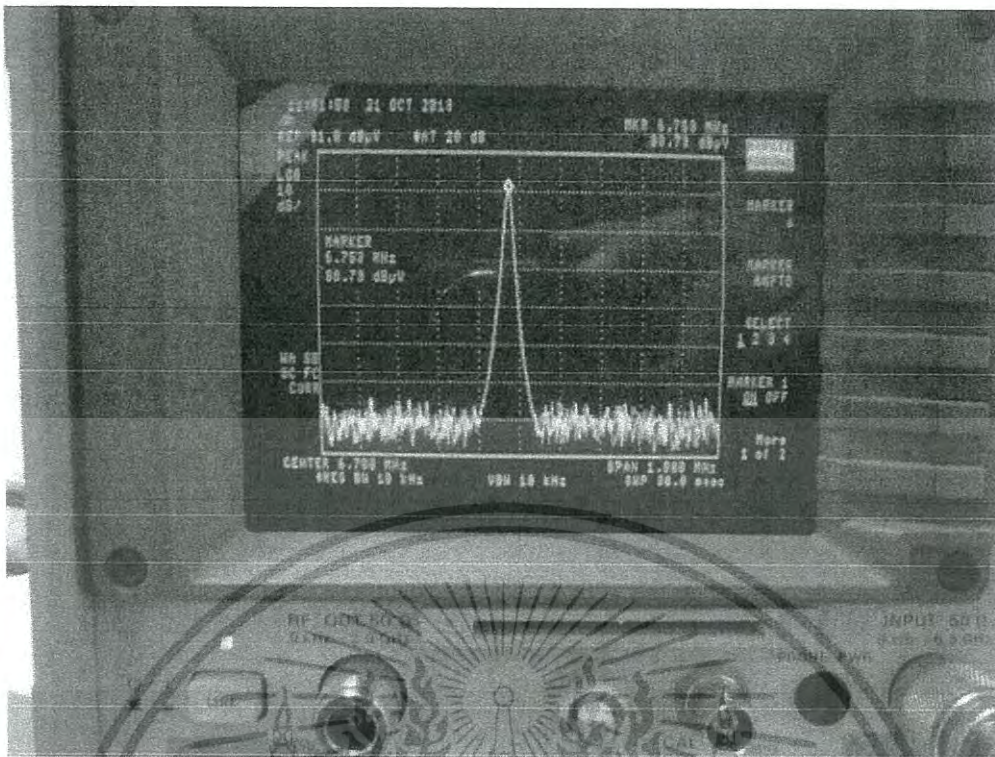


Figure 5.22. Transmitted power at 6.78 MHz



Figure 5.23. Transmitter and receiver gap variation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.4. Experimental procedure and results

The effect of power transmission under water is demonstrated by observation and comparison of the transmitted power via air, in reverse osmosis (RO) water and in salted water with three different concentrations. The procedure is performed as follows:

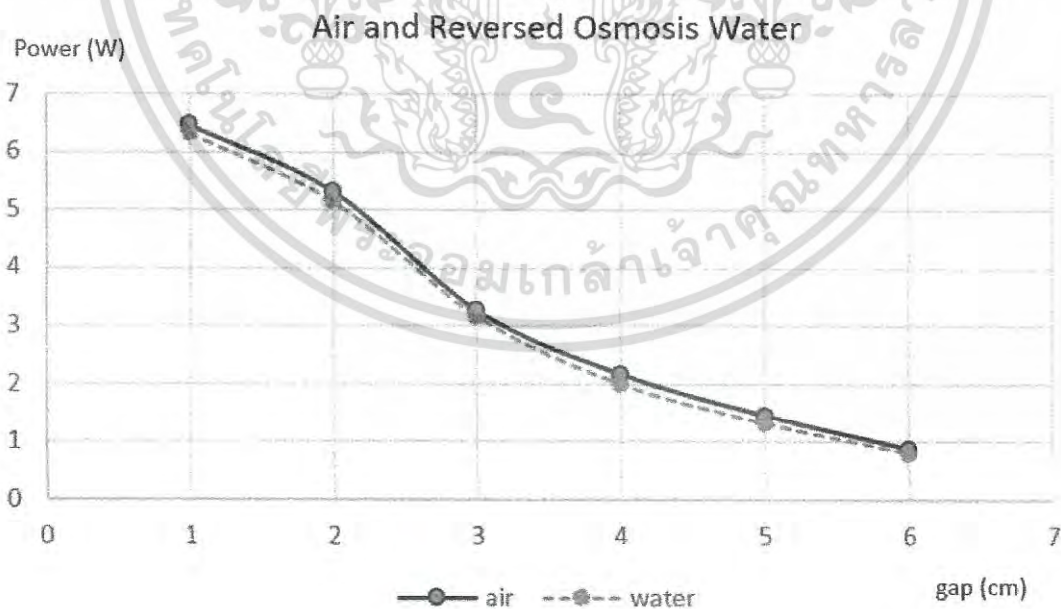
1. Measure the output power of the receiver with 50 Ohm load at the air – air condition with a gap variation from 10 mm to 60 mm and comparing it with the

reverse osmosis water condition.

2. Measure the output power of the receiver with 50 Ohm load under reversed osmosis water condition with a gap variation from 10 mm to 60 mm and compare the result with 3 various salted water conditions (10%, 20% and 30%).

RO water case:

The output power of the receiver with 50 Ohm load is measured at the air condition with the gap variation from 10 mm to 60 mm comparing with reversed osmosis water condition. The power at electronic load results the transmitted power via air media and RO water.



Distance /Gap [cm]	Power in air [W]	Power in water [W]
-----------------------	---------------------	-----------------------

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

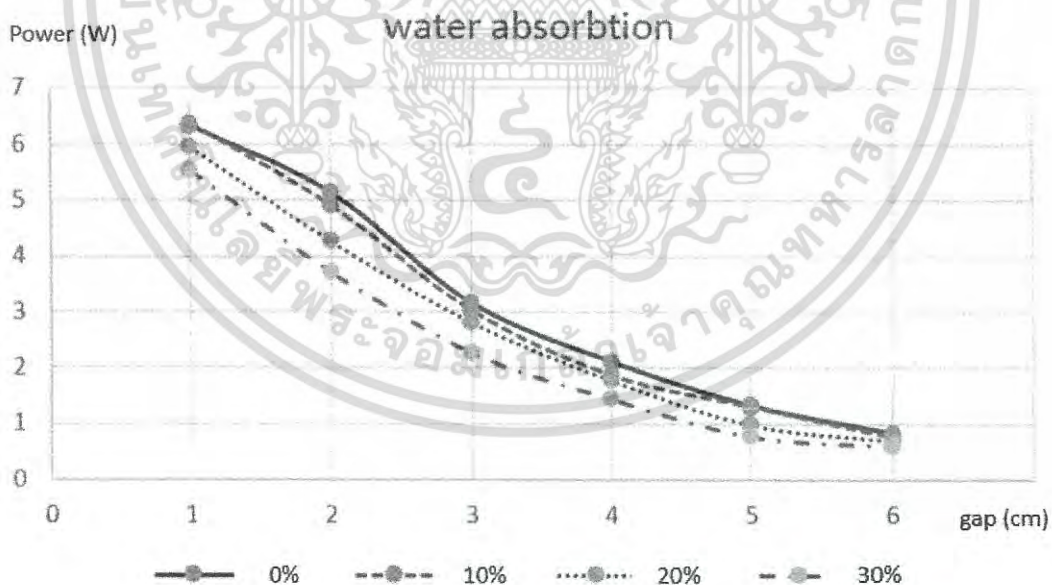
1	6.46	6.32 (- 2.17%)
6	0.87	0.8 (-8.05%)

Figure 5.24. Air and RO wireless power transmission with gap variation

The transmitted power via the air declines by increasing the gap resp. the distance between the transmitter and the receiver. For example, the power at a 1 cm gap reaches 6.46 W, while the power drops to 0.87 W at a gap of 6 cm as shown by the solid blue line in the chart in Figure 5.24. The effect of the RO water to the wireless power transmission is similar in trend and slightly less than that of that air, as shown by the dashed red line. The effect of power reduction by the RO water is less than 0.14 W of 6.46 W power at a gap of 1cm which is 2.17 %. In case at a gap of 6 cm, the power drops from 0.87 W to 0.8 W or by 8.05%. The result is summarized in the table attached in Figure 5.24.

Salted water case:

The wireless power of the receiver with 50 ohm load under reversed osmosis water condition with the gap variation from 10 mm to 60 mm compared with 3 various salted water conditions is shown in Figure 5.25.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Distance /Gap [cm]	Salt concentration	Power in salty water [W]
1	10	6.37
	20	5.94 (-6.75%)
	30	5.33 (-13.19%)
2	10	5.14
	30	3.72 (-27.63%)

Figure 5.25. Comparison of RO water and 3 various salted water conditions

The output power of the receiver loaded with 50 Ohm under 3 various salted water conditions with a gap variation from 10 mm to 60 mm is measured. Three different concentrations of salted water are prepared, with 10%, 20% and 30% of salt concentration. The output power transmission is shown in the graph of figure 5.25. The solid black line shows the transmitted power with the reversed osmosis water. The different salt concentrations are 10% (red dashed line), 20% (blue dotted line) and 30% (violet dashed/dotted line). As shown in the chart the transmitted power reduces significantly when the distance between the transmitter and the receiver is increased from 1 cm to 6 cm. For example at a gap of 1 cm, the power drops by increasing of the salt concentration from 6.37 W at 10% concentration and to 5.94 W at 20% concentration. Which means the power reduction by increasing 10% of salt concentration is 6.75%.

At a concentration of 30%, the power drops at the receiver down to 5.53 W or by 13.19% compared to a concentration of 10%. The effect of power loss is even larger at a gap of 2 cm based on the same water concentrations like shown before which means the wireless power transmission in salted water is significantly depending on the salt concentration like seen in Figure 5.25. An increasing of the salt concentration results in higher conductivity of the water. The comparison between transmitted wireless power attenuation in case of RO water and 30% concentration is 5.14 W to 3.72 W which is respectively 27.63% attenuation caused by the higher conductivity of the salted water. The typical conductivity of seawater is at 4 S/m which is 400 times higher than that of reversed osmosis water, which results in wireless power attenuation as well.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.5. Conclusion

The experiment shows that the propagation loss or transmission loss depends on the water conductivity. In case of the RO water, the typical conductivity is 0.01 S/m and therefore, the power transmission loss caused by RO water is smaller than 8%. Salted water concentrations result in higher wireless power attenuation due to the increasing water conduction, the higher the concentration the higher the attenuation of the power transmission. This test primarily shows the effect of water resp. salty water on wireless power transmission in one direction which is from air to water. The other direction from water to air should be investigated next to confirm the reversibility. Furthermore since the distance between transmitter and receiver is shorter than 707 cm which is the corresponding wave length to 6.78 MHz the experiment was done under near field conditions.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 Show Project, driving a LED lamp

In figure 5.20 the set up of the system supplying a LED lamp is shown. The material between the transmitter and the receiver is a 12cm cement wall.

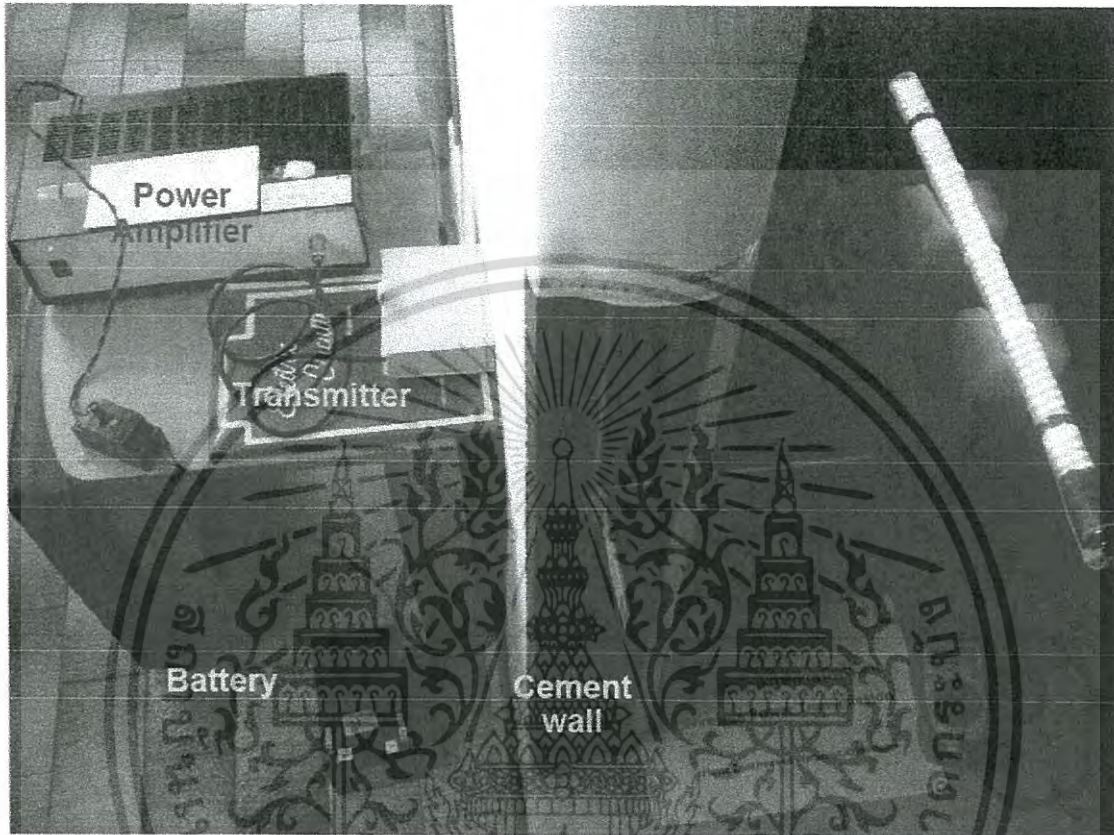


Figure 5.26: Application of supplying a LED lamp through a 12cm cement wall

5.5 Show Project, Trike with wireless charging module

The trike shown in figure 5.27 is charged wirelessly when standing on the platform which could be a parking position anywhere, e.g. in front of a department store or at home at the garage. Figures 5.28 shows the detailed explanation of the system during the exhibition.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

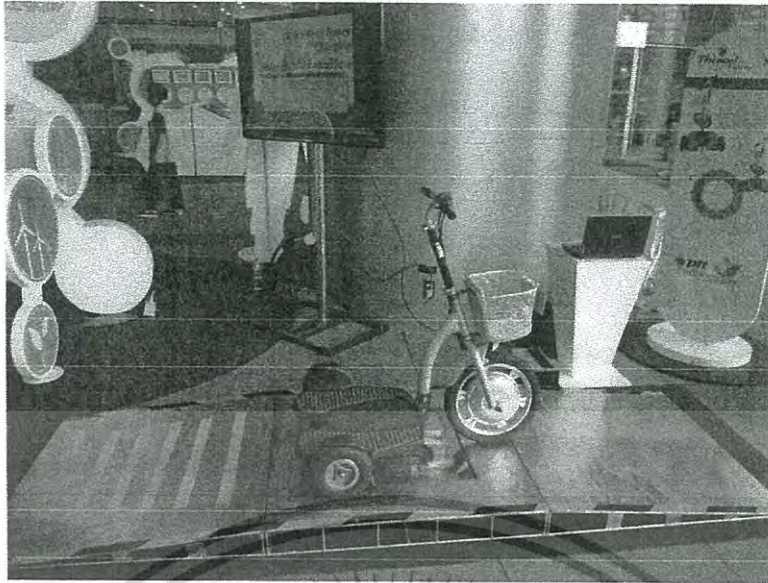


Figure 5.27: Application of charging a trike at parking position.

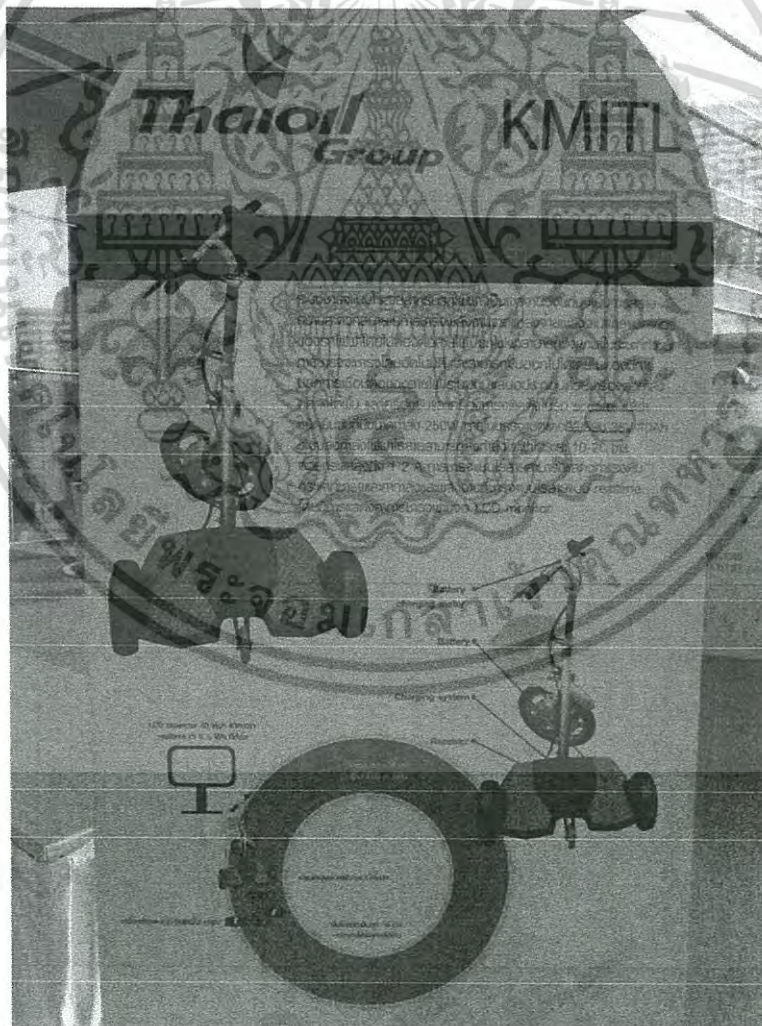


Figure 5.28: Application of charging a trike at parking position, system set-up details.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. Conclusion

6.1. Key parameters

The research shows it is possible to transmit electrical power via the air with the proposed restrictions

- Small and light volume
- High efficiency
- High power density
- Keeping CE mark requirements
- Keeping Biological emission limits

The concept used is the wireless power transfer by resonant coupling by evanescent waves which transfer the energy by tunneling. The result of this research is a system which can be used for mass production with only little further detailed development. This is shown in concrete applications. The maximum efficiency of the system is 88.6% achieved with a gap of 42 mm at 9 W output power. The maximum output power of the system shown is 180W, higher output power is easy to achieve if the components are chosen respectively. The circuit enables a power transmission under conditions which make the receiver safely in use as no cables or batteries need to be used. Thus there is a wide range of application possible like in medical appliance or appliance for chemical industry where special precautions must be taken. The table next gives an overview of the result in comparison to market existing products:

Parameter	Market System, typical	Proposed System (prototype for industrialization)
Efficiency	Low, typ: < 40%	Very high: > 88%
Power density	Low: 0.004 W/cm ²	Very high: 14 W/cm ²
Bio-effects	Not considered	Kept
Size and weight	Big and heavy	Small and light
Power transmissible	Low	In kW range possible

The parameters of wireless power performance are the distance between transmitter and receiver, the transmitting frequency and the system impedances. The key for the principle is the resonance effect together with a high performance ferrite inductor which allow to fulfill the preconditions like EMC/EMF and efficiency. The various load conditions normally affect the matching impedances and thus they have to be decoupled from the transmission system here done with implementing an

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

additional matching transformer. The efficiency is significantly depending on the transmitter resonance circuit where the highest power of the whole system is handled. The components used here have to be optimized regarding low loss and small size.

In case of industrialization for mass production the parameters of this wireless power transfer system are

- The range/size of the gap
- The transmitting frequency
- System impedances (power transmissible)

The necessary range of the gap depends on the size of the inductors and has - as shown in this research - a direct dependence to the efficiency. As the size has a direct dependence to the system impedances

- The range/size of the gap
- The system impedances

are the key parameters for the application. The transmitting frequency is the key parameter for

- The EMC and EMF limits
- Losses resp. efficiency
- System design and costs

The following table illustrates the dependencies of the key parameters which influences are to be considered and the respective priority to be considered in case of design:

Key parameter	Influence	Priority/Remark
range/size of gap	industrialization, application, efficiency	first priority: Application
transmitting frequency	EMC and EMF limits, losses, system design (costs)	ISM frequency, if changed, EMC limit is difficult to keep
system impedance (transmission power)	range/size of the gap, application	second priority: Power to be transmitted

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2. How to continue

The applications of the wireless power transfer system presented in this research are in a development stage where there is only little further effort needed to convert the prototype with the specified parameters into an industrialized product.

Product development phases are:

- Basic research, concept research: done
- Research for the range of application: done
- Set up prototype with market available components: done
- Convert prototype into end user product: to be done
- Set up industrialization process for product: to be done

Furthermore there is also still room for improvement regarding the efficiency. Next steps for investigations for a higher efficiency can be:

- Use of fixed capacitor for transmission resonance circuit
- Machine produced transmission inductance
- Use ferrite material with lower losses at 6.78MHz
- Try system operating at a higher frequency (e.g. 21MHz ISM range)

One next necessary step for using the product in daily life is to integrate an RF power source to the transmitter which has a high efficiency. An example of a concept is shown in Fig. 6.1.

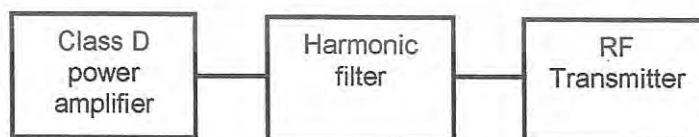


Figure 6.1: Proposal of a power transmitter system

To keep the losses low respectively the efficiency high a class D amplifier must be used. Furthermore the harmonic filter should not absorb the harmonic energy but

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

show a mismatch at those frequencies. This means to use a principle filter design like shown in figure 6.2 and keep the impedance for the fundamental wave at 50 Ohm seen from the amplifier to the transmitter unit.

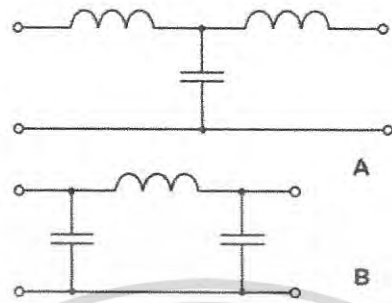


Figure 6.2: Proposal of a power transmitter system

This all needs for sure further investigation but is more or less engineering design without any basic research and to be managed within a reasonable time frame.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

References

1. André Kurs, Aristeidis Karalis, Robert Moffat, J. D. Joannopoulos, Peter Fisher, and Marin Soljačić, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances," *Science* vol. 317, pp. 83–86 (2007)
2. Ferroxcube, Data Handbook of ferrite material (<http://www.ferroxcube.com/>)
3. IEC EMC standard CISPR 11 (<http://www.iec.ch/>)
4. ICNIRP Guidelines: Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic and electromagnetic fields up to 300 GHz (<http://www.icnirp.de/documents/emfgdl.pdf>)
5. Chatterjee, I.; Wu, D.; Gandhi, O.P. Human body impedance and threshold currents for perception and pain for contact hazards analysis in the VLF-MF band. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering* 33:486-494; 1986
6. Kaschke KG GmbH & Co. Rudolf-Winkel-Str. 6 37079 Göttingen, Germany: Nickel-Zink-Koblat-Ferrite für Anwendungen in der Entstör- und Transpondertechnik sowie in HF-Absorbern.
7. Prof. Dr. Helmut Föll, Lehrstuhl für allgemeine Materialwissenschaft Institut für Materialwissenschaft Christian-Albrechts-Universität zu Kiel (CAU) Technische Fakultät: Magnetic losses and frequency behavior
8. Dr. phil. Heinrich Kaden, Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik, Herausgeber W. Meissner, Springer-Verlag 1959
9. Tineke Thio (2006), A Bright Future for Subwavelength Light Sources, vol. 94, *American Scientist*, pp. pp. 40 - 47. Solid State Tesla Coil by Dr. Gary L. Johnson December 27, 2001 (<http://eece.ksu.edu/>)
10. Razavy, Mohsen (2003). *Quantum Theory of tunnelling*. World Scientific. ISBN 981-238-019-1.
11. Liboff, Richard L. (2002). *Introductory Quantum Mechanics*. Addison-Wesley. ISBN 0-8053-8714-5.
12. Vilenkin, Alexander (2003). "Particle creation in a tunnelling universe" (<http://arxiv.org/abs/gr-qc/>)
13. *Physical Review D* 68: 023520. doi:10.1103/PhysRevD.68.023520 (<http://dx.doi.org/>) /10.1103%2FPhysRevD.68.023520 (<http://arxiv.org/abs/gr-qc/0210034>)
14. Jürgen Dettlisen, Uwe Siart: *Grundlagen der Hochfrequenztechnik*. 2. Auflage, Oldenbourg Verlag, München Wien 2006, ISBN 3-486-57866-9
15. Küpfmüller, K., Kohn, G., *Theoretische Elektrotechnik und Elektronik, Eine Einführung*, Springer, 16., vollst. neu bearb. u. aktualisierte Aufl., 2005, ISBN 3-540-20792-9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

16. H. Kronmüller and S. Parkin, Handbook of Magnetism and Advanced Magnetic Materials, (2007)
17. National Semiconductors, SIMPLE SWITCHER® 1A Step-Down Voltage Regulator LM1575 (<http://www.national.com/ds/LM/LM1575.pdf>)
18. Optimal Choice for Number of Strands in a Litz-Wire Transformer Winding, Charles R. Sullivan Thayer School of Engineering, Dartmouth College, Hanover, NH 03755-8000
<http://www.dartmouth.edu/~sullivan/litzwire/litz.html>
19. Grundlagen der berührungslosen Temperaturmessung
"Strahlungsthermometrie", Raytek/Fluke, Dr. Ing. Gruner,
http://support.fluke.com/raytek-sales/Download/Asset/9250266_GER_C_W.PDF
20. AVX, specifications and applications of glass capacitors,
http://www.avx.com/prodinfo_catlist.asp?ParentID=27
21. Murata Manufacturing co., Ltd., T13E.pdf, 08.8.27 Use and application of ceramic trimmer capacitors <http://www.murata.com/catalog/t13e13.pdf>
22. Variable Vacuum Capacitors, applications and principle, Handling Guidelines Fixed and Variable Vacuum Capacitors, Jennings technology,
<http://www.jenningstech.com/technotes/handling.shtml>
23. Frederick W. Grover: Inductance Calculations: Working Formulas and Tables. Reprint Auflage. Dover Publications, New York 1952.
24. Karl Küpfmüller, Gerhard Kohn: Theoretische Elektrotechnik und Elektronik. Eine Einführung. 14. Auflage. Springer-Verlag, Berlin 1993, ISBN 3-540-56500-0.
25. Specific absorption of atmosphere, Mike Willis May 5th, 2007,
<http://www.mike-willis.com/Tutorial/PF5.htm>
26. The wireless transmission of electrical energy, Newsletter, Gary Peterson
<http://www.tfcbooks.com/articles/tws8c.htm>
27. HowStuffWorks, wireless power transmission by induction, 1998 -2010. HowStuffWorks, Inc., <http://electronics.howstuffworks.com/wireless-power.htm>
28. Taschenbuch der Hochfrequenztechnik I – III, Hans H. Meinke, Friedrich-Wilhelm Gundlach, Hrsg. v. Klaus Lange u. Karl-Heinz Löcherer, Verlag: Springer, ISBN 3-540-54716-9
29. The Tunnel effect, seminar Kyushu University, Experimental Nuclear physics-
http://www.kutl.kyushu-u.ac.jp/seminar/MicroWorld2_E/2Part1_E/2P

30. Hyper physics, Quantum tunnelling, Barrier penetration with Schrödinger equation
<http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/HBASE/quantum/barr.html>
31. ON semiconductor, Shottky rectifiers, <http://onsemi.com>
31. Theoretische Elektrotechnik, Karl Kupfmüller, Springer-Verlag, ISBN: 3540677941.
32. Kondensatoren verstehen und anwenden. Friedhelm Schiersching: Telekosmos-Verlag, Stuttgart 1983, ISBN 3-440-05185-4
33. Dielectric Materials and Applications. Arthur von Hippel, Artech House, London, 1954, ISBN 0-89006-805-4.
34. Electrical Coronas Their Basic Physical Mechanisms. Leonard Loeb (1965). University of California Press.
35. N. Fröman and P.-O. Fröman (1965). JWKB Approximation: Contributions to the Theory. Amsterdam: North-Holland.
36. Razavy, Mohsen (2003). Quantum Theory of tunnelling. World Scientific. ISBN 981-238-019-1.
37. Griffiths, David J. (2004). Introduction to Quantum Mechanics (2nd ed.). Prentice Hall. ISBN 0-13-805326-X.
38. Liboff, Richard L. (2002). Introductory Quantum Mechanics. Addison-Wesley. ISBN 0-8053-8714-5.
39. Shan Jiang, Stavros Georgakopoulos, Electromagnetic Wave Propagation into Fresh Water, *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications*, 2011, 3, pp. 261-266
40. R. Somaraju and J. Trumpf, Frequency, temperature and salinity variation of permittivity of seawater, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume: 54, Issue: 11, November 2006, pp. 3441 – 3448.
41. S. Bogie, "Conduction and Magnetic Signaling in the Sea," *Radio Electronic Engineering*, Vol. 42, No. 10, 1972, pp. 447-452.
42. A. I. Al-Shamma'a, A. Shaw and S. Saman, "Propagation of Electromagnetic Waves at MHz Frequencies through Seawater," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 11, November 2004, pp. 2843-2849.
43. W. Khan-ngern and H. Zenkner, Wireless Power Charging on Electric Vehicles, *IEECON 2014*, March 19-21, 2014.
44. W. Khan-ngern and H. Zenkner, Short Range Wireless Power Charging on Small Electric Vehicles, *EMC'14/Tokyo*, May 12-16, 2014, pp.410-413.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ยัดหน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Heinz Zenkner

Personal Data: Born on July 17th, 1960
at Gablonz a.N. (Tschech Republic)
Nationality: German
Address: 86156 Augsburg
Markgrafenstrasse 18d
Germany
Mobile: +49 151 55 86 55 58
E-mail: Heinz.Zenkner@web.de



Since Jan. 2015

Director Hardware & Technology Development with TES Electronic Solutions GmbH (regularly employed)

Development of customized hardware in the field of RF and microwave, high speed digital, data acquisition and processing, FPGA, power management.

Range of responsibilities

Fully responsible for the Design Center Stuttgart consisting of the departments Program Management, Embedded Systems, RF/Microwave and FPGA/ASIC design. In addition responsible for the engineering teams in Nürnberg, Düsseldorf and Belgrade (Serbia).

Duties

- Guiding and coaching of the engineering team in case of critical R&D issues
- Manage all budget related matters
- Create product ideas and market strategies, expand business
- Structure and restructure product development processes, increase value added
- Increase expert knowledge of the teams

2009 – 2014

Director of Engineering and Quality Asia with ista International GmbH

ista is a service provider for logging and billing of energy, water and ancillary charges. To measure energy data, precise measuring equipment is necessary. I have been responsible for setting up a new location.

Range of responsibilities

Fully responsible for the Engineering Office in Bangkok and reporting to company top management.

Duties

- Control of all commercial and business related matters at the Bangkok location like budget, staff recruitment, ISO9001 certification.
- Relocation and setting up of production lines from Germany to manufacturers in Asia.
- Optimization of production key figures including development of production test concepts and Total Manufacturing Cost analysis.
- First level support for manufacturers and suppliers containing calibration, maintenance, analysis of product failures.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Product optimisation like development of material and component testers for incoming inspection and product performance evaluation.

Prosperities

- Setting up the Engineering Office infrastructure within three months and integration into the company within six months.
- Improvement to the production yield of approximately 1 % per year up to 99.5 % and decrease in scrap of approximately 30 %.
- First successful relocation of production testing equipment to Thailand.
- Realisation of first "turn key products Asia" after nine months.
- Development of measurement systems for product and component analysis.
- Development and establishment of a Production Data Online System for real time display and analysis of production key parameters.

2008 - 2009

Principal System Architect at Flextronics Mobile, Beijing / China

Flextronics Mobile is a design centre for mobile telephones. The R&D team includes 450 engineers, the production line about 4.500 employees.

Responsibilities

All R&D processes and strategic issues, reporting to the General Manager.

Definition of the role and tasks

- Coordinating and managing the department's Hardware, RF design, Mechanical Design, Product Line Management, Quality and Software.
- Establish a "Culture Change" including Intensification of team work, decrease in errors, improvement of communication, transfer of Lessons Learned and Reverse Engineering into the R&D teams.

1999 - 2008

Senior Manager EMC / Principle Developer at Fujitsu Siemens GmbH (FSC), Augsburg / Germany

Fujitsu Siemens was a manufacturer of IT-products: 3 billion EUR business volume/ 11,000 employees in 2008.

Responsibilities

- Head of the EMC-lab, operated as a profit centre consisting of two lab areas with 14 engineers and additional technicians.
- Definition and arrangement of the service portfolio, control of quality and costs, identification and analysis of new technologies and trends.
- Alignment of Fujitsu / Fujitsu Siemens (FSC) regarding all EMC issues like strategic adjustment, approval processes, product know how.
- Developing and leading of the company's "Asia Process" (China, Taiwan, Japan) disciplinary responsible for engineers in Asia..
- Workshops for suppliers, labs and FSC employees in Germany, Japan, China and Taiwan, Siemens representative for EMC at BITKOM.

Prosperities

- Development of an EMC profit centre with worldwide positive reputation.
- Clearly verifiable improvement of EMC product quality and reduction of product launch times.

Since -1996

Officially appointed and sworn expert for EMC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Dealing with court issues, private expertise, attending court hearings.

Ongoing

Publications and Seminars

- Author of the book "Trilogy of Inductors" (ISBN: 3-934350-73-9).
- Author of numerous articles in "Elektromagnetische Verträglichkeit" (WEKA-Verlag, ISBN:978-3-8111-7890-8).

2006 - 2010

Lecturer at Technical University Ladkrabang in Bangkok (KMITL)

- Seminars and lectures twice a year.

1991 - 1999

EMC Manager, Fujitsu Siemens Computers GmbH Augsburg

- Fundamental research in the field of RF/EMC, responsible for the EMC lab team (12 employees) and support of approx. 150 R&D colleagues.
- Running seminars and workshops, member of DKE and Siemens standardisation groups.
- R&D of Siemens external products regarding functionality and EMC and development of the EMC profit centre with worldwide positive reputation.

1990 - 1991

Test Engineer, Siemens-Nixdorf AG Augsburg

- Testing of "Transdata" main frames (prototypes) according issues like HW and SW bugs, signal integrity, EMC issues.

1988 - 1990

Project Leader R&D, BÖWE Informations und Systemtechnik GmbH Augsburg

- Project leader for development of multiprocessor control units for paper converting machines (hard- and software).

1987

Student Apprentice / Graduated / Student, Siemens AG München Hofmannstraße

- Development of high frequency components for satellite earth stations e.g. Raisting at München.

1979

Telecommunication Technician, Deutsche Bundespost (now Deutsche Telekom) München

- Search and elimination of malfunction in telecommunication systems.

Education

1984 - 1988

Study at University of applied sciences Augsburg

- Telecommunication Engineer
- Focus RF technique
- Achieved score: 2

1982 - 1984

High school Kempten

- Graduation for University
- Achieved score: 2,8

1981 - 1982

Secondary high school Kaufbeuren

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน XIII ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1980 – 1981

Military, school of Bundeswehr Kaufbeuren.

- Teacher for maintenance and repair of radar systems.

1967 – 1976

Elementary school Kaufbeuren-Neugablonz

Languages

German: Native language

English: Fluent, written and spoken

Thai: Basic, reading and spoken

IT-Skills

MS-office: Very good (Word, Excel, PowerPoint, Project)

Several office support programs: Good

Hobbies

Mountain climbing, sport, literature, natural science

Heinz Zenkner, Stuttgart, in February 2015



ADVANCED SCIENCE LETTERS

www.aspbs.com/science

VOLUME 21, NUMBER 10

2947-3429 (2015)

OCTOBER 2015

ISSN: 1936-6612, EISSN: 1936-7317

Editor-in-Chief: Dr. Hari Singh Nalwa, Ph.D.

American Scientific Publishers, 26650 The Old Road, Suite 208, Valencia, California 91381-0751, USA

Phone: (661) 799-7200 Fax: (661) 799-7230 E-mail: science@aspbs.com

EUROPEAN EDITOR

Prof. Dr. Wolfram Schommers

Forschungszentrum Karlsruhe, Institut für Wissenschaftliches Rechnen, D-76021 Karlsruhe, GERMANY

Tel.: +49-7247-82-2432; Fax: +49-7247-82-4972; E-mail: wolfram.schommers@iwr.fzk.de

ASIAN EDITOR

Dr. Katsuhiko Ariga, Ph.D.

Advanced Materials Laboratory, National Institute for Materials Science, 1-1 Namiki, Tsukuba, Ibaraki 305-0044, JAPAN

Tel.: +81-29-860-4832; Fax: +81-29-860-4832; E-mail: ariga.katsuhiko@nims.go.jp

HONORARY EDITORS

Richard Ernst^{*}, ETH Zürich, Switzerland

Eric B. Karlsson^{}**, Uppsala University, Sweden

Douglas Osheroff^{*}, Stanford University, USA

^{*}Nobel Prize Laureate

^{**}Member of the Nobel Committee for Physics 1987-1998 (chairman in 1998)

ASSOCIATE EDITORS

Diederik Aerts, Belgium
Yakir Aharonov, Israel
Peter C. Aichelburg, Austria
Jim Al-Khalili, UK
Simon Baron-Cohen, UK
Jake Blanchard, USA
Franz X. Bogner, Germany
John Borneman, USA
John Casti, Austria
Masud Chaichian, Finland
Sergey V. Chervon, Russia
Kevin Davey, USA
Tania Dey, Canada
Frans de Waal, USA
Roland Eils, Germany
Marco Genovese, Italia
Bert Gordijn, The Netherlands

Thomas Görnitz, Germany
Ji-Huan He, China
Nongyue He, China
Irving P. Herman, USA
Dipankar Home, India
Jucundus Jacobeit, Germany
Yuriy A. Knirel, Russia
Arthur Konnerth, Germany
G. A. Kourouklis, Greece
Peter Krammer, Germany
Andrew F. Laine, USA
Minbo Lan, China
Martha Lux-Steiner, Germany
Klaus Mainzer, Germany
JoAnn E. Manson, USA
Mark P. Mattson, USA
Lucio Mayer, Switzerland

Efstathios Meletis, USA
Karl Menten, Germany
Yoshiko Miura, Japan
Fred M. Mueller, USA
Garth Nicolson, USA
Nina Papavasiliou, USA
Panos Photinos, USA
Constantin Politis, Greece
Zhiyong Qian, China
Reinhard Schlickeiser, Germany
Surinder Singh, USA
Suprakas Sinha Ray, South Africa
Koen Steemers, UK
Shinsuke Tanabe, Japan
James R. Thompson, USA
Uwe Ulbrich, Germany
Ahmad Umar, Saudi Arabia

EDITORIAL BOARD

Filippo Aureli, UK
Marcel Ausloos, Belgium
Martin Bojowald, USA
Sougato Bose, UK
Jacopo Buongiorno, USA
Paul Cordopatis, Greece
Maria Luisa Dalla Chiara, Italy
Dionysios Demetriou Dionysiou, USA
Simon Eidelman, Russia
Norbert Frischauf, Austria
Toshi Futamase, Japan
Leonid Gavrilo, USA
Vincent G. Harris, USA
Mae-Wan Ho, UK
Keith Hutchison, Australia
David Jishiashvili, Georgia

George Khushf, USA
Sergei Kulik, Russia
Harald Kunstmann, Germany
Alexander Lebedev, Russia
James Lindesay, USA
Michael Lipkind, Israel
Nigel Mason, UK
John Joe McFadden, UK
B. S. Murty, India
Heiko Paeth, Germany
Matteo Paris, Italia
David Posoda, Spain
Paddy H. Regan, UK
Leonidas Resvanis, Greece
Wolfgang Rhode, Germany
Derek C. Richardson, USA

Carlos Romero, Brazil
Andrea Sella, UK
P. Shankar, India
Surya Singh, UK
Leonidas Sotiropoulos, Greece
Roger Strand, Norway
Karl Svozil, Austria
Kit Tan, Denmark
Roland Triay, France
Rami Vainio, Finland
Victor Voronov, Russia
Andrew Whitaker, Ireland
Lijian Xu, China
Alexander Yefremov, Russia
Avraam Zelliidis, Greece
Alexander V. Zolotaryuk, Ukraine

SUBMISSION OF MANUSCRIPT

Authors should submit manuscript electronically either as a PDF or Microsoft Word file to the Editor-in-Chief, or one of the Regional Editors, or one of the Associate Editors listed above. Authors are highly encouraged to submit manuscript electronically to save time for the reviewing process.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VOLUME 21 • NUMBER 10

OCTOBER 2015

www.aspbs.com/science

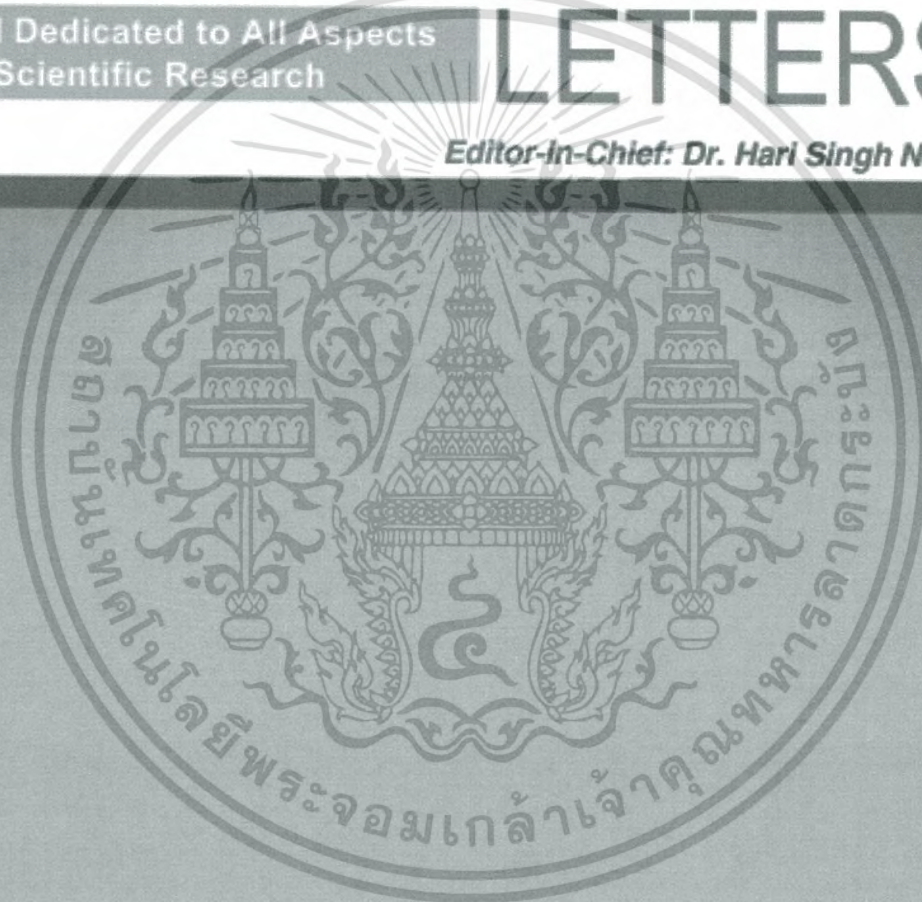
Advanced

SCIENCE

A Journal Dedicated to All Aspects
of Scientific Research

LETTERS

Editor-in-Chief: Dr. Hari Singh Nalwa, USA



A Special Issue on

**3rd International Conference on Internet Services Technology and Information Engineering
(ISTIE 2015) Kuta, Bali, Indonesia, 30 - 31 May 2015**

GUEST EDITORS: Ford Lumban Gaol and Benfano Soewito



**AMERICAN
SCIENTIFIC
PUBLISHERS**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ADVANCED SCIENCE LETTERS

www.aspbs.com/science

VOLUME 21, NUMBER 10
OCTOBER 2015

2947–3429 (2015)
ISSN: 1936-6612, EISSN: 1936-7317



A SPECIAL ISSUE

2947–2951 Selected Peer-Reviewed Articles from the
3rd International Conference on Internet
Services Technology and Information
Engineering 2015 (ISTIE 2015)

Guest Editors: *Ford Lumban Gaol and Benfano Soewito*

Adv. Sci. Lett. 21, 2947–2951 (2015)

REVIEWS

2952–2956 A Review on Feature Selection Methods for
Sentiment Analysis

*Lai Po Hung, Rayner Alfred, and
Mohd Hanafi Ahmad Hijazi*

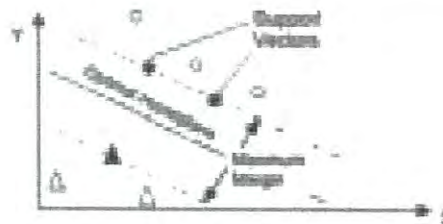
Adv. Sci. Lett. 21, 2952–2956 (2015)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2957–2962 **A Review on the Ensemble Framework for Sentiment Analysis**

Lai Po Hung, Rayner Alfred, Mohd Hanafi Ahmad Hijazi, and Ag. Asri Ag. Ibrahim

Adv. Sci. Lett. 21, 2957–2962 (2015)



2963–2966 **ICT Intervention and Palliative Care: A Review**

Noor Azizah Mohamadali, Adebiyi Lookman Ademola, Mira Kartiwi, and Zainatul Shima

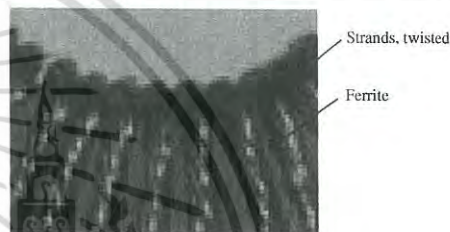
Adv. Sci. Lett. 21, 2963–2966 (2015)

RESEARCH ARTICLES

2967–2973 **Low Loss Magnetic Design for Wireless Power Transfer**

Heinz Zenkner and Werachet Khan-Ngern

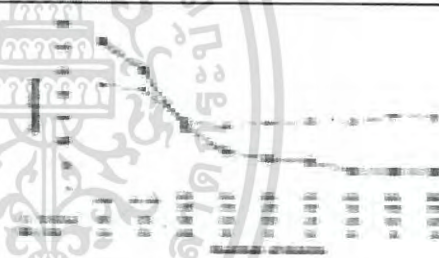
Adv. Sci. Lett. 21, 2967–2973 (2015)



2974–2978 **Design of a Quality of Experience-Based Digital Convergence iHome**

Hao-Hsiang Ku and Ching-Ho Chi

Adv. Sci. Lett. 21, 2974–2978 (2015)



2979–2984 **The Study of Wireless Power Transmission Under Water-to-Air Mode**

Werachet Khan-Ngern and Heinz Zenkner

Adv. Sci. Lett. 21, 2979–2984 (2015)



2985–2988 **Study on Optimization of Valve Parameter for Multi-Cylinder Synchronous Control System**

Gwang Seok Kim and Deok Jin Lee

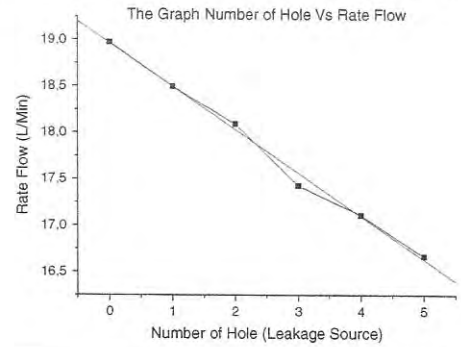
Adv. Sci. Lett. 21, 2985–2988 (2015)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

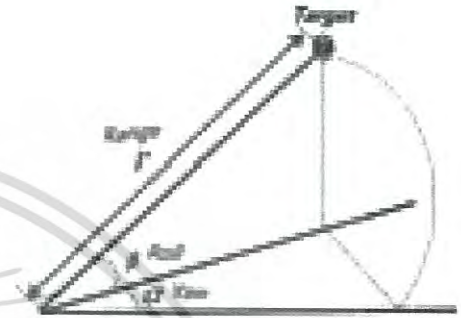
2989–2992 A Wireless Water Flow Monitoring in a Closed Channel Pipeline for Leakage Detection

Anif Jamaluddin, Pety Refiyanti, Dewanto Harjunowibowo, Lita Rahmasari, Jamzuri, R. Dwi Teguh, and A. Priyo Heru
Adv. Sci. Lett. 21, 2989–2992 (2015)



2993–2996 Precise Indoor Positioning Algorithms for Autonomous Hexa-Rotor Using Cubature Kalman Filter

Byeongju Kang, KilTo Chong, and Deokjin Lee
Adv. Sci. Lett. 21, 2993–2996 (2015)



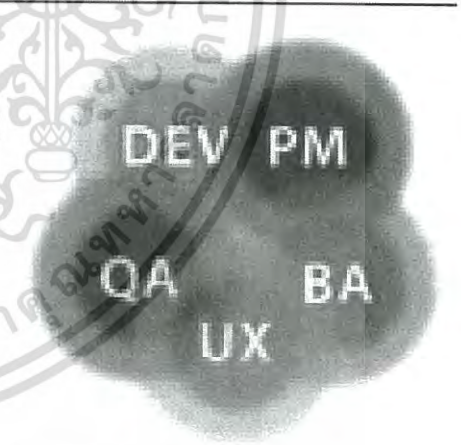
2997–3001 Computational Modeling of Mood from Sequence of Emotions

Dini Handayani, Hamwira Yaacob, Abdul Wahab Abdul Rahman, Wahyu Sediono, and Asadullah Shah
Adv. Sci. Lett. 21, 2997–3001 (2015)



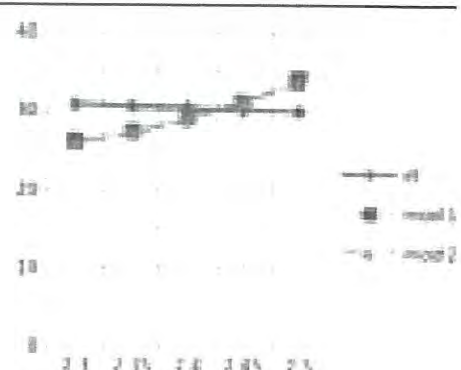
3002–3006 Making a Successful Agile Team

Beni Suranto
Adv. Sci. Lett. 21, 3002–3006 (2015)



3007–3009 Optimized Performance Result for 2.4 GHz and 2.45 GHz Circularly Polarized Microstrip Antenna

Rudy Yuwono, Ronanobelta Syakura, Erni Yudaningtyas, Endah B. Purnomowati, and Aisah
Adv. Sci. Lett. 21, 3007–3009 (2015)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Low Loss Magnetic Design for Wireless Power Transfer

Heinz Zenkner* and Werachet Khan-Ngern

*Department of Electrical Engineering, Faculty for Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
1 Chalongkrung Road, Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand*

An electromagnetically power transmission system to transmit power at a high power density and with a high efficiency under consideration of EMC aspects is proposed. Product requirements like size and weight are taken into account. The system uses the resonance wave coupling and an impedance adaption for multi-stage conversion is implemented to optimize efficiency and impedance matching. The transferred power is up to 180 W at a frequency of 6.78 MHz with a distance between 30 mm and 80 mm. The results show that an efficiency up to 88% can be achieved. The transmitted power density reaches up to 14 W/cm². It is shown that due to the evanescent wave resonance coupling the system emits only very little radiation and thus is capable to keep EMC/EMF regulations. Wireless power transfer applications such as electric vehicle charging and wireless power drive for LED lighting through a wall are demonstrated.

Keywords: Wireless Power Transmission, High Efficiency, Power Density, EMC, EMF, Ferrite Material.

1. INTRODUCTION

Wireless power transfer is useful where connection cables are inconvenient, dangerous or even impossible. But the major disadvantages of existing systems are¹⁻³ low efficiency, typical <40%, and low power density as 0.004 W/cm², large and heavy equipment and only low amount of power transmissible. In most cases it is only possible to keep conformity according to EMC and EMF regulations with huge efforts. This research proposes energy transfer by evanescent wave resonance coupling with high power density. Advantages are a smaller size of the system components together with higher efficiency. Due to the methodology, biological side effects can be neglected; the system complies with the International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP) regulations. The principle of function is the evanescent wave coupling like described in Refs. [4,5]: Basically using a set-up, consisting of two wire coils each with a diameter of 60 cm, one coil as a transmitter and a second coil which transforms the energy to the load (a bulb). The system there is able to transmit power over a distance of two meters. The coils resonating at 10 MHz use the resonant wave coupling to avoid that the energy radiates uncontrolled through the air. In the first demonstration, the researchers showed that the set up can transfer power with an efficiency of 45%. The particular concept in this research here is the combination of the relative low operating frequency of 6.78 MHz, a selected ferrite material that

has its resistive contribution of the complex permeability above the operation frequency and an optimized impedance matching between all stages and interfaces with an advanced transmitter inductor concept to achieve a high efficiency.

2. PROPOSED PRINCIPLE OF HIGH POWER DENSITY WIRELESS TRANSMISSION SYSTEM

2.1. Resonance Coupling System

The resonance coupling effect is based on the evanescent wave coupling which provides advantages like almost no stray field to achieve a high efficiency, to fulfill EMF/EMC requirements and to achieve a higher distance compared to other mechanisms. In the previous work of André Kurs about wireless power transfer,^{4,5} investigations have shown that efficiency in the power transfer rapidly decreases with increasing distance. Therefore it is necessary to use large coils with a diameter of 60 cm in order to achieve longer transmission distance. Furthermore, the impedance and thus the resonance frequency of the receiving coil is very likely to be influenced by the load. Thus it is necessary to minimize this effect being independent to supply any kind of load. The system of this work composes of two main parts: First part is the transmitter and the second part is the receiver, the block diagram is shown in Figure 1.

The transmitter, with a resonance circuit operating at 6.78 MHz is supplied by a power signal generator. The receiver

* Author to whom correspondence should be addressed.

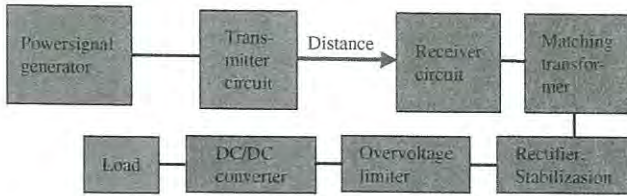


Fig. 1. Transmitter and receiver system set up and block diagram.

module consists of a resonance circuit and a diode bridge rectifier to convert the RF voltage into a DC voltage. To buffer the energy against current dips a bulk capacitor stabilization is added, followed by a voltage limiter to protect the following circuitry from over voltage. A DC/DC buck converter provides a regulated output voltage in the range between 5 V and 24 V where any load can be connected.

2.2. Set Up of the Transmitter and Receiver Circuit

2.2.1. Transmitter Circuit

The transmitter is set up as a series resonance circuit, to provide a stable behavior of the power amplifier due to the low impedance at resonance. The transmitter coil has 5 turns, which results in an inductance of 1.58 μH at a frequency of 6.78 MHz with the chosen ferrite material. The necessary series resonant capacitance, shown in Figure 2, is in accordance to Eq. (1).

$$X_L = X_C$$

$$\omega L = 1/\omega C \tag{1}$$

$$C = \frac{1}{L\omega^2} = \frac{1}{1.58 \times 10^{-6} \cdot (2\pi \cdot 6.78 \times 10^6)^2} \approx 349 \text{ pF}$$

For achievement of a high efficiency it is essential to use a proper ferrite material^{6,7} for the inductors and not an air coil. A prototype of a wireless power transfer system is built in Ref. [8]. The contribution of the energy in the transmission resonance system must be primarily magnetic. This is achieved by a high inductance and a low capacitance. The ferrite characteristics give the advantage to reduce the circuit in size and to increase the efficiency because of a field concentration and a proper adaption to the field impedance. The ferrite material has its resistive part of the complex permeability above 8 MHz and thus keeps the losses low. The chart of the permeability is shown in Figure 3. The material is selected in such a manner that at the operating frequency the imaginary contribution (u'') of the complex permeability is almost zero what keeps the losses inside the ferrite at a minimum.⁹

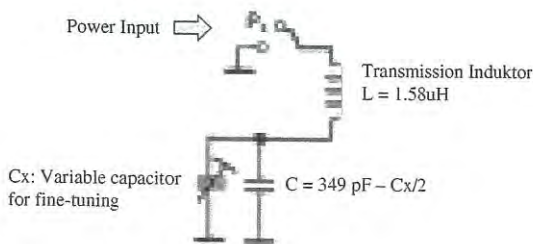


Fig. 2. Transmitter resonance circuit.

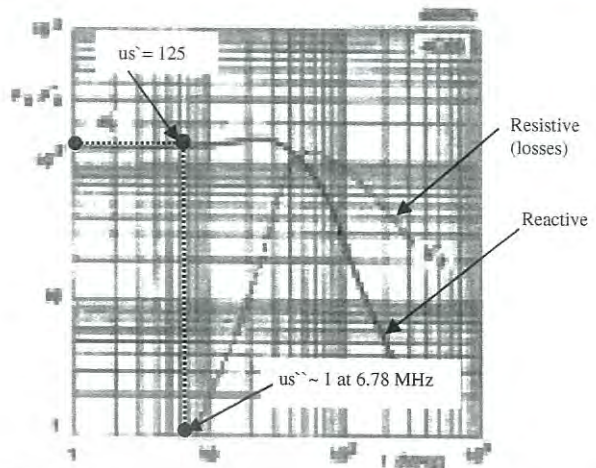


Fig. 3. Ferrite characteristic: Complex permeability as a function of frequency.⁷

The complex permeability represents the “magnetic behavior” of the ferrite material and has two contributions, the reactive portion (u'_s), which represents the inductance shown in Eq. (2), and the resistive portion (u''_s), which represents the losses shown in Eq. (3). The initial permeability of the ferrite material is 125 as shown in the diagram.

$$L_s = L_o \cdot u'_s \tag{2}$$

$$R_s = (\omega L) \cdot u''_s \tag{3}$$

Then, the total impedance is

$$Z = (j\omega L) \cdot (u'_s - u''_s) \tag{4}$$

The absorption factor can be defined as

$$\tan \delta = R_s / \omega L_s \approx (u''_s) / (u'_s) \tag{5}$$

With implementation of a ferrite core the losses in terms of a resistive component add and the simplified diagram, without parasitic effects is shown in Figure 4.

In case of an alternating magnetization of the ferrite the flux density B is not in phase with the magnetic field produced. In case of “small” magnetization, the angle δ between the resulting magnetization and the flux density represents the loss angle shown in Eq. (5) and Figure 5.

The smaller the angle the lower are the losses and the higher is “quality” of the material.^{9,10} The over-all loss angle of the inductance is a combination of the contribution of the ferrite and the wires of the coil. In case of larger magnetization the main losses of the ferrite are the hysteresis, eddy current and magnetic creep losses. The high specific resistance of material, which is NiZn-ferrite shown in Table I, is required to reduce the eddy currents losses.



Fig. 4. Ferrite core loss components, stray capacitances neglected.

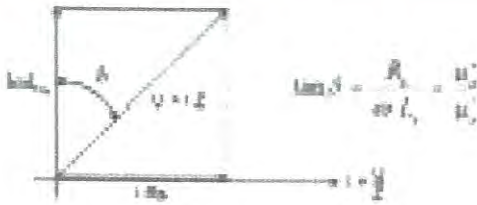


Fig. 5. Ferrite core loss parameters.

With rising frequency, current does not flow homogeneous through the entire cross-section of the conductor but is more concentrated at the surface. The higher the frequency, the more current is concentrated on the surface. This results in higher $I^2 \cdot R$ losses and thus energy loss with rising frequency, the current density varies exponentially as a function of depth from the surface of the wire. The effect is called skin effect. The skin depth is defined as the distance below the surface where the current density has fallen to 1/e or 37% of its value at the surface.⁹ The skin depth at 6.78 MHz for a copper wire is calculated and expressed in Eq. (6).

$$\delta = \sqrt{2/\omega\sigma\mu} = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \mu_r \sigma}} \quad (6)$$

ω : Angular frequency of current ($2\pi f$ in 1/s)

μ : Magnetic permeability ($\mu_r \cdot \mu_0$)

σ : Conductivity of the material (S/m or 1/ Ω m).

$$\sigma = 1.05 \text{ 1}/\Omega\text{m}$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$$

$$\delta_{cu} = 5.82 \cdot 10^7 \text{ } \Omega/\text{m}$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{2\pi \cdot 6.78 \cdot 10^6 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 5.82 \cdot 10^7 \cdot 1.05}} = 24.7 \text{ } \mu\text{m}$$

The parameter above show possible high losses due to the skin effect. A similar effect, the Eddy current losses in the windings cause a main contribution of the losses. They are depending on following parameters of Eq. (7), whereas the material and the field must be uniform and the skin effect may here not be considered:¹¹

$$P = \frac{\pi^2 B_p^2 d^2 f^2}{6k\rho D} \quad (7)$$

P : Power lost per unit mass (W/kg).

B_p : Peak of the magnetic field (T).

D : Diameter of the wire (m).

F : Frequency (Hz).

k : A constant equal to 1 for a thin sheet and 2 for a thin wire.

ρ : Resistivity of the material (Ω m), and

D : Density of the material (kg/m^3).

This equation is valid only under the so-called quasi-static conditions, where the frequency of magnetization does not result in the skin effect what means the electromagnetic wave fully penetrates the material which is the case at very low frequencies.

Table I. Specific resistance of selected materials.

Composition	Specific resistance at $T = 25^\circ\text{C}$ (Ωm)
MnZn-Ferrite	0.1–10
NiZn-Ferrite	10^5 – 10^6

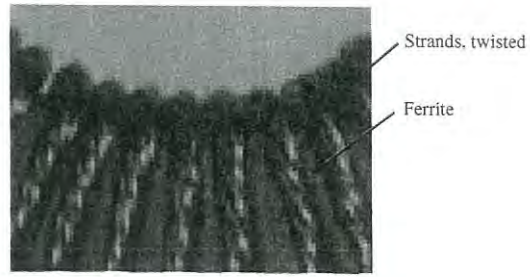


Fig. 6. Litz wire of the transmitter ferrite core.

But it shows clearly the dependency of the wire parameters like thickness (d) and material constants (ρ and D) which certainly do influence in case of higher frequencies, too. The other parameters are system depending, cannot be varied and thus not be optimized.

Another factor, which may influence the efficiency, is the current density, which is the ratio of current intensity to the area, perpendicular to current direction, through which the current is flowing. The mathematical definition of current density, which is applicable to any possible distribution of charges flowing in the conductor is¹¹

$$I = \int_s \vec{J} \cdot d\vec{S} \quad (8)$$

where \vec{J} is the current density at the area element $d\vec{S}$, and I is the total current through area [A/m^2]. In case one wire/strand with a diameter of $\varnothing 0.8 \text{ mm}$ is used for the transmission coil, a current density of up to $65.4 \cdot 10^6 \text{ A}/\text{m}^2$ is caused, which is far too much. The current density limitation for standard applications is $1.0 \cdot 10^6 \text{ A}/\text{m}^2$, which is about 65 times less! The construction method of the transmitter coil is essential for the high efficiency of the system. The assembling of a coil is depending on several parameters: Number of turns, material of wire, diameter of wire and for the litz wire the number of wires and the method of twisting. The following picture (Fig. 6) shows the litz wire on the core, which is eventually used.

Another important parameter of the transmission resonance system is the self-resonant frequency of the coil which is a parallel resonance consisting of the inductance and the parasitic capacitances between the windings of the coil. As the series capacitance of the resonance circuit is quite small, the impact of the parallel capacitance must be considered and kept small.

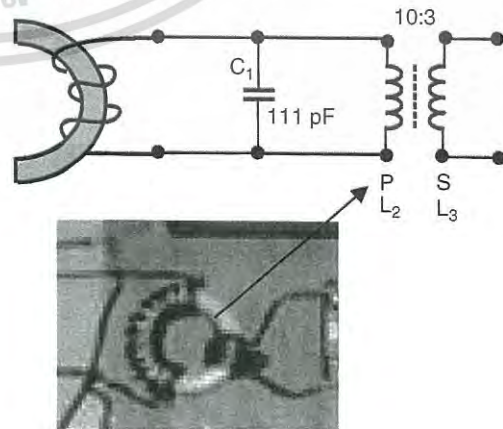


Fig. 7. Receiver resonance circuit with decoupling transformer.

It is necessary to use a suitable wire size and a proper layout.¹¹ As mentioned in terms of the current density the variation of the coil may change with the number of turns, twisting factor, amount of litz wires, density of turn layout, the impedance matching to power amplifier and to the system receiver and the magnetic field contribution of the efficiency.

2.2.2. Set Up of the Receiver Circuit

The receiver resonance circuit has to supply a nonlinear load like the rectifier bridge, bulk capacitors and the DC/DC converter and has to match to the near field wave impedance conditions. Therefore, a parallel resonance circuit has been chosen. For optimizing the decoupling between the resonance circuit and rectifier bridge and to increase the efficiency by impedance matching a decoupling transformer has been implemented (Fig. 7).

The parameter of the inductance and the capacitance can be calculated based on the same resonant frequency, 6.78 MHz

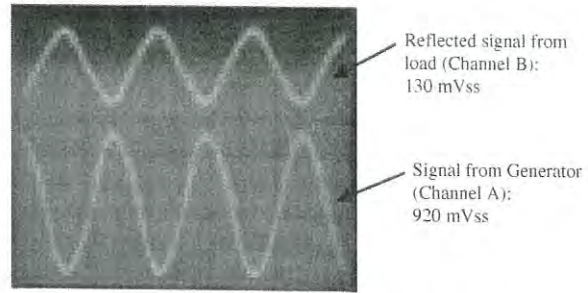


Fig. 9. Signals at directional coupler (50 ns/div, 200 mV/div).

but with consideration of the transformed additional impedances. With the implementation of the additional decoupling, resp. matching transformer the AC/DC power for any nonlinear load can be supplied.

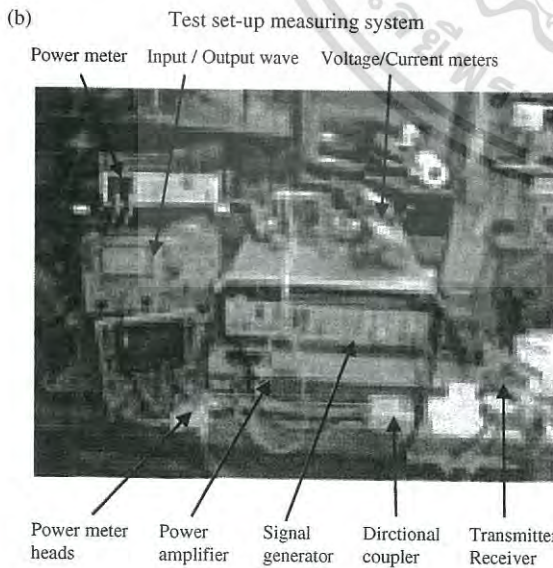
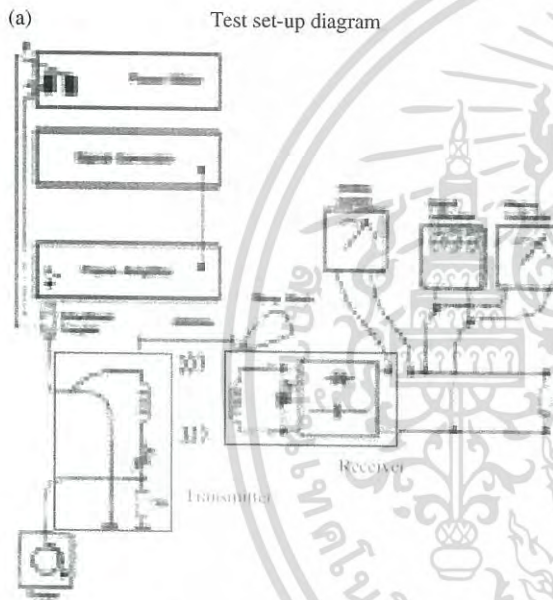


Fig. 8. Test set-up for the precise measurements of the system efficiency.

3. TRANSMISSION PERFORMANCE OF THE SYSTEM

The centered diameter of the core is 42 mm, thus the efficiency is measured with a gap of 42 mm as set-up in Figure 8. Figure 9 illustrates the signals decoupled by a 40 dB directional coupler at the oscilloscope.

The upper trace is the reflected voltage from load at output B (Fig. 8(a)), about 130 mV and the lower trace is the signal from preamplifier at output B with 920 mV at an operating frequency of 6.78 MHz (50 ns/div).

Result:

ϑ : After warm up (>1 h); core: 29 °C, coil: 32 °C.

P_{in} : 10.2 W, V_{DC} : 22.5 V, R_L : 56 Ohm

$$\eta_v = \frac{(22.5)^2}{10.2 \times 56} \cdot 100 \approx 88.6\%$$

The transmitted power density is defined as the ratio between the maximum transmitted power and the active area of the inductor core (Fig. 10). At a transmitted power of 80 W with the cross section of the ferrite core like shown in Figure 10 which is $15.3 \times (102.4 - 65.5) = 564.57 \text{ mm}^2$ or 5.65 cm^2 the maximum transmitted power density achieved is 0.14 W/mm^2 which is 140 kW/m^2 ! For comparison, the power density of the sun light is 1.37 kW/m^2 , the power density of Uran¹² is 650 kW/m^2 .

4. SYSTEM LOSSES AND EMC/EMF CONSIDERATIONS

System losses are uncontrolled radiation and heat conversion. The losses in the system compose of losses in the inductor (inner and outer), losses in the capacitors and losses in the DC conversion components. Some of those effects sum up and the energy is converted into heat, others may radiate. The main contribution of

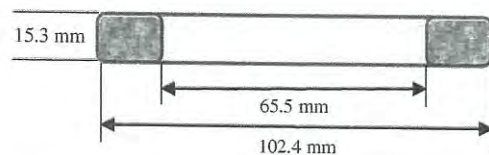


Fig. 10. Cross section area of the transmitting and receiving core.

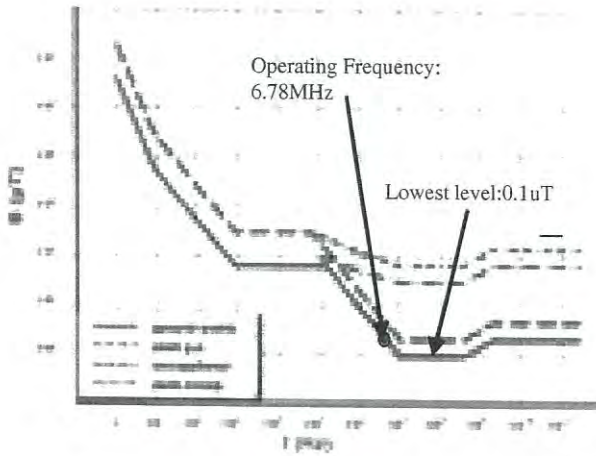


Fig. 11. ICNIRP limits of magnetic flux density exposure to human body.

the losses in the circuit are those of the inductors, the transmitter capacitor is the second large contribution of the losses. The losses of the inductors are contributions of the ferrite material and of the wire windings. The primary losses of the ferrite are the hysteresis-, eddy current- and magnetic creep-losses, the losses of the wire windings are resistive losses and eddy current losses due to the skin- and the proximity effects.¹¹ The proper selection of the ferrite material and the optimal construction of the wire winding is essential to reduce the losses and thus to reach an optimum of efficiency.¹³ The losses in the set up are mainly impedance matching losses between the power transmitter and the transmission resonance circuit.

For keeping the EMC requirements the CISPR 11¹⁴ standard for industrial, scientific and medical (ISM) equipment is considered. CISPR 11 defines ISM-designated frequency bands, which are exempted from emission requirements. This means that there are no radiation limits at certain frequency ranges. One range defined in CISPR 11 is from 6.765 MHz to 6.795 MHz with a center frequency of 6.780 MHz.

Today it is a must for a state of the art product to consider the biological effect on human body. The International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP) publishes guidelines for limiting RF exposure that provides protection against

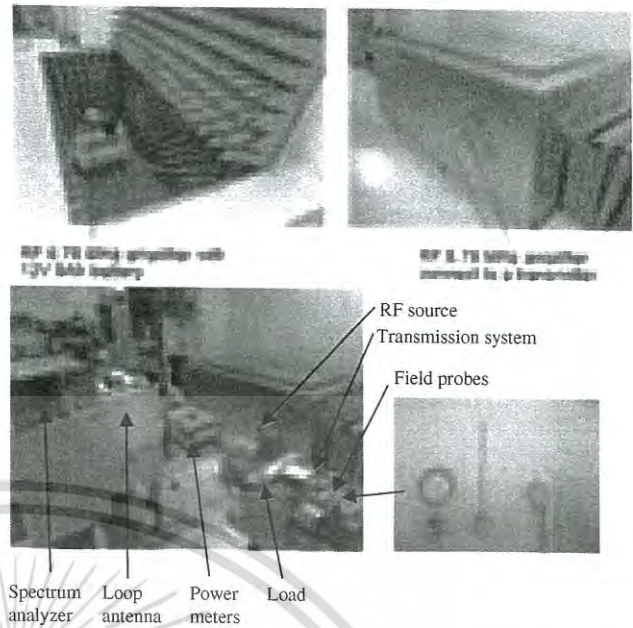


Fig. 13. Set up of the wireless power transmission system to evaluate the EMC radiation.

known adverse health effects.¹⁵ In this work it can be shown that the field used to transfer the power is limited to the area between transmitter and receiver and thus outside of the beam has less biological effect. The set-up can even keep the limit level of $0.1 \mu T$, which is the lowest level in the ICNIRP limit chart starting at a frequency of 10 MHz and going up to 300 MHz as shown in Figure 11.¹⁵

With a high sensitivity sensor, detecting fields in the range of $0.05 \mu T$, it can be shown that the field of the inductance is limited to the area between transmitter and receiver and only susceptible to receivers at the same resonance frequency and thus outside of the beam has no considerable biological effect. Figure 12 illustrates the set-up.

For further investigation, the system is set up like shown in Figure 13. The RF source, an amplifier of 20 W is put in a shielded box to avoid any unwanted radiation. The transmitter and the receiver are placed on a non-metallic box which has no influence on the electromagnetic behavior of the system. At a distance of 1.2 m a magnetic loop antenna is placed and connected

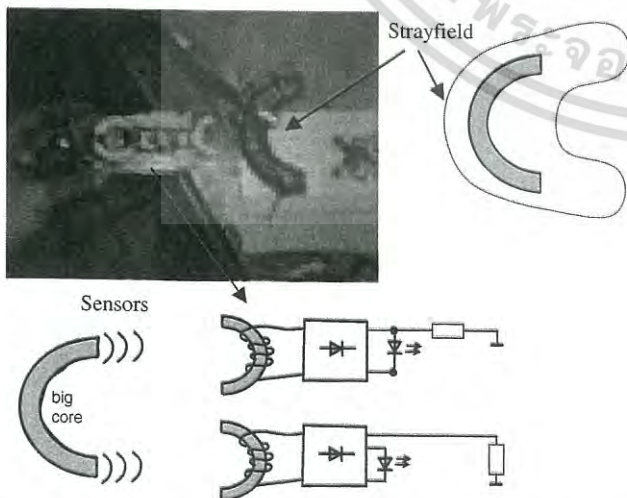


Fig. 12. Set up of radiation measurement with a high sensitivity sensor.

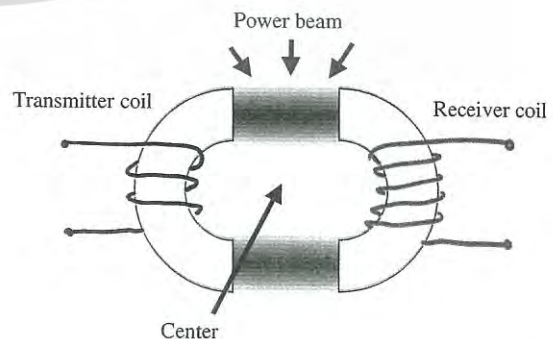


Fig. 14. Measurement points where H-field and E-field emission is captured.

Table II. Result of the emission measurements according to the set up shown in Figure 13.

Load condition	Kind of field	Level at transm.	Level at Rec.	Level in power beam	Level in center of core	Antenna level
High (15 W)	electric	102	90	102	102	67
Low (5 W)	electric	102	91	102	102	67
High (15 W)	magnetic	74	78	116	84	67
Low (5 W)	magnetic	82	80	94	85	67

Note: All results in dBuV (relative).

to a spectrum analyzer to measure the magnetic field emission of the system in dependence of different operating conditions.

At close distance to the transmitter and the receiver the emission of the electric field and the magnetic field is measured with field probes. The measurements are done in the vicinity of the ferrite cores, in the middle of the core system and directly between the poles (Fig. 14).

The emission is in fact, besides of the heat losses, another contribution of system losses, which decreases the efficiency of the system. The radiation losses can be separated into classical losses, which are those, radiated from cables and components because of mismatch and parasitic impedances and in losses, which occur because of the power transmission beam and actually should be, due to the nature of the resonance evanescent wave-coupling, zero. Table II lists the result of the measurements.

Two load conditions are measured, one with 5 W power consumption another with 15 W. At both load conditions the electric and the magnetic field are measured at the vicinity of the transmitter and the receiver, in the power beam and at the center of the transmission core. Additionally the radiation of the magnetic field is measured with a magnetic loop antenna. Figure 15 shows the signal received by the loop antenna in low power operating condition.

The results listed in Table II allow following important conclusions:

- (1) The electric field is at the transmitter very high due to the high operating voltage at the capacitor. It surrounds the whole transmission system with the same high level.
- (2) The magnetic field is highest in the power beam and decreases rapidly in the center of the cores. There is also a low level surrounding the cores caused by stray fields of the coils.



Fig. 15. Emitted signal measured with the loop antenna, operating condition: 5 W load at the receiver.



Fig. 16. Transmitting the power through the cement wall, 9 cm thickness.

(3) The magnetic field measured with the Loop antenna is independent from the load (!). It shows that the power transmission is restricted to the area between the cores.

The remaining emission is mainly caused by

- Radiation from the cable between the power amplifier and the transmitter, due to mismatch and endless shielding effectiveness.
- Parasitic impedances of the transmitter and receiver resonance circuits.
- Proximity and skin effect of the coils.

In conclusion when the receiver is taken away from the system the remaining emission level at the loop antenna decreases only to approx. 65 dBuV. Due to the high quality factor Q of the transmitter resonance circuit the emission of any harmonics caused by the RF power amplifier is very low what gives the possibility to implement a hybrid class D RF-amplifier in small size as a next application.

5. APPLICATIONS

The application in Figure 16 shows a wireless power transmission through a 9 cm cement wall.

A further application may also be for example a storage energy charging system for cars or in medical appliances. Applications of other researchers focus on areas such as: Wireless power transmission with multi receivers in power supply system's,¹⁶ wireless power and data link,¹⁷ wireless charging systems¹⁸ or wireless power standardization for supply and charging of small appliance.¹⁹ Each of the applications has its individual advantage but none of them can hardly combine the key features which are small size, proper distance between transmitter and receiver, EMC consideration and high efficiency. The applications operate in the range from 100 kHz up to 27 MHz so many not in the ISM band, some reach an efficiency up to 90% but work at low distance and on magnetic coupling basis only.

6. CONCLUSION

In this work it is shown that with pre-defined parameters and restrictions for practical use as a precondition, it is possible to achieve a result, which can be used already for industrial design. The work shows that it is possible to transmit high power via the air keeping still a high efficiency, a low weight, a small size and also EMC/EMF restrictions. The circuit enables a power

transmission under conditions, which make the receiver safely in use as no cables, or batteries need to be applied. Thus there is a wide range of application possible like in medical appliance or appliance for chemical industry where special precautions must be taken.

The parameters of wireless power performance are the distance between transmitter and receiver, the transmitting frequency and the system impedances. The key for the principle is the resonance coupling effect together with a high performance ferrite inductor which allow to fulfill the preconditions like EMC/EMF and efficiency. The various load conditions normally affect the matching impedances and thus they have to be decoupled from the transmission system here realized with implementation of an additional matching transformer with again a proper high efficiency ferrite material. The efficiency is significantly depending on the transmitter resonance circuit where the highest power of the whole system is handled. The components used here have to be optimized regarding low loss and small size. The maximum efficiency of 88.6% is achieved at a gap of 42 mm with 9 W output power. The maximum transmitted power density achieved is 0.14 W/mm² which is 140 kW/m²! The component and material selection and design are essential to reach a high performance transmission. The further progress in this work is focused on how to maintain the high efficiency wireless power transmission at various distances and how to keep the high efficiency at longer distance.

References and Notes

1. J. J. Dubray, Standards for a service oriented architecture (2003). http://www.ebxmlforum.org/articles/eb_for_20031109.html.
2. D. H. Akehurst, Transformations based on relations (2004). <http://heim.ifi.uio.no/~janoa/wmdd2004/papers/akehurst.pdf>.
3. A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, *Science* 317, 83 (2007).
4. A. Karalis, J. D. Joannopoulos, and M. Soljacic, *Elsevier, Annals of Physics* 323, 34 (2008).
5. A. Karalis, J. D. Joannopoulos, and M. Soljacic, *Elsevier Annals of Physics* 323, 34 (2008).
6. H. Zenkner, A. Gerfer and B. Rall, Trilogy on Inductors, 3rd edn., Swiridoff-Verlag (2009), pp. 140–143, ISBN: 3-934350-73-9.
7. Ferroxcube: Soft Ferrites and Accessories, <http://www.ferroxcube.com>, Data Handbook (2008), Vol. 29, pp. 7–13.
8. B. L. Cannon, J. F. Hoburg, D. D. Stancil, and S. C. Goldstein, *IEEE Transactions on Power Electronics* 24, 1819 (2009).
9. Meinke, Gundlach, Taschenbuch der HF-Technik Bände I–III, Hrsg. Von K. Lange, and K.-H. Löcherer, Springer-Verlag (1992), pp. B3–B4, E13–E14, H1–H4, 17–19, ISBN: 3-540-54714-2.
10. K. G. Kaschke and H. Gmb, Co. Rudolf-Winkel-Str. 6, 37079 Göttingen, Nickel-Zink-Kobalt-Ferrite, http://www.kaschke.de/fileadmin/user_upload/documents/datenblaetter/Materialien/NiZn-Ferrit/K251.pdf, datasheet.
11. H. Kaden, Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik, edited by H. W. Meissner, Springer-Verlag (1959), Vol. 111, pp. 59–88.
12. Energy density at WWW.Wikipedia.org/wiki/Sonnenenergie.
13. H. Zenkner, A. Gerfer, and B. Rall, Trilogy on Inductors, 3rd edn., Swiridoff-Verlag, pp. 60–81, ISBN: 3-934350-73-9.
14. CISPR 11:—Industrial, Scientific and Medical (ISM) Radio-Frequency Equipment—EM Dis. Char.—Limits and Methods of Measurement. CISPR11, IEC (2011).
15. ICNIRP Guidelines: Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic and electromagnetic fields (up to 300 GHz), <http://www.icnirp.de/documents/emfgdl.pdf>, p. 512.
16. Tineke Thio, A Bright Future for Subwavelength Light Sources, *American Scientist* (2006), Vol. 94, pp. 40–47.
17. R. Puers, K. V. Schuylenbergh, M. Catrysse, and B. Hermans, Wireless inductive transfer of power and data. *Analog Circuit Design*, Springer (2006), pp. 395–414.
18. R. Hui, Comparison of Power Savings Based on the Use of Wireless Charging Systems and Conventional Wired Power Adapters, City University of Hong Kong (2009).
19. Wireless Power Consortium, Transfer efficiency, <http://www.wirelesspowerconsortium.com/technology>.

Received: 9 October 2014, Accepted: 19 November 2014.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านกา 2973
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



The Study of Wireless Power Transmission Under Water-to-Air Mode

Werachet Khan-Ngern* and Heinz Zenkner

Department of Electrical Engineering, Faculty for Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand

This research proposes the preliminary study whether the power transmission is possible or not. The wireless power transmission using particular resonance technique with series resonance for transmission and parallel resonance for receiver has been proposed. The study is focused on the wireless power transmission on water-to-air mode on reversed osmosis water and various salt water concentrations. The transmitted power is up to 7 W at a frequency of 6.78 MHz across a distance in the range between 10 mm to 60 mm has been demonstrated. Finally, the effect of water type and the percentage of salt concentration on wireless power transmission attenuation are presented and analyzed.

Keywords: Wireless Power Transmission, High Efficiency, Salty Water, Plane Wave Model, Conductivity.

1. INTRODUCTION

The application of wireless power transmission has been used in many areas from households to industries. However, the study on wireless power transmission under water condition has not been widely done yet. The wireless power transmission under water condition can open more applications such as wireless charging for sensor device or network. Some research works on water-to-air plane wave model to calculate the power attenuation result that the parameter of electromagnetic properties of water and frequency.¹ The fresh water at 3 MHz to 100 MHz frequency ranges provides a low loss water-to-air plane wave propagation. Wireless power transmission can be applied at seawater such as unmanned marine robot. Many parameters: frequency, temperature and salinity can be affected underwater electromagnetic propagation are introduced by Somaraju and Trumpf.² In this preliminary study, the temperature and frequency are controlled at 25 °C and 6.78 MHz respectively. The Key sensitive parameter on electromagnetic wave propagation is the seawater conductivity.³ The seawater conductivity is typically 4 S/m comparing to 0.01 S/m of that freshwater. Underwater wireless communication systems using electromagnetic in RF range are introduced.⁴ Water conductivity at various salt concentrations guides this research to focus the power attenuation at underwater mode.

The Wireless power transmission has been widely studied. The wireless power transmission application for electric vehicle is introduced.⁵ The issue of electromagnetic compatibility (EMC) on radiated emission between transmitter, receiver and vicinity of wireless power transmission was presented.⁶ The compact wireless power transmission is proposed in the next section.

*Author to whom correspondence should be addressed.

2. OPERATION OF THE HIGH POWER DENSITY WIRELESS TRANSMISSION SYSTEM

2.1. Resonance Coupling System

The resonance coupling effect is based on the evanescent wave coupling. Advantages are:

- (1) Almost no stray field to achieve a high efficiency and to fulfill EMF/EMC requirements.
- (2) Achievement of a higher distance compared to other mechanisms.

In the previous work of André Kurs about wireless power transfer,^{7,8} investigations have shown that efficiency in the power transfer rapidly decreases with increasing distance. This makes it necessary to use large coils with a diameter of 60 cm in order to achieve longer transmission distance. Furthermore, the receiving coil is very likely to influence its resonance by the load because of missing decoupling mechanism. But for practical use it is necessary to minimize the mutual influence to be independent to supply any kind of load and it is essential to reduce the size.

The system of this work composes of two main parts: Transmitter and receiver, shown in Figure 1.

The transmitter, with a series resonance circuit operates at 6.78 MHz and is supplied by a power signal generator with a maximum output power of 10 W. The receiver module consists of a parallel resonance circuit and a diode bridge rectifier to convert the RF voltage into a DC voltage. To buffer the energy for absorbing current dips a bulk capacitor stabilization is added. A voltage limiter protects the following circuitry from over voltage and a DC/DC buck converter stabilizes the output voltage in the range between 5 V and 24 V where any load can be connected.

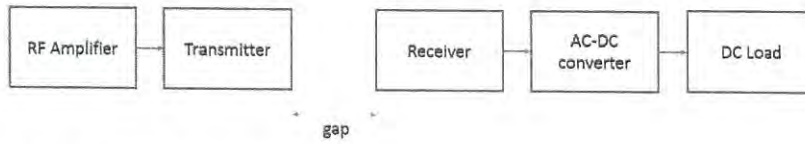


Fig. 1. Transmitter and receiver system set up and block diagram.

2.2. Set Up of the Receiver and Transmitter Circuit

2.2.1. Transmitter Circuit

The transmitter is set up as a series resonance circuit because due to the low impedance at resonance a stable behavior of the power amplifier is provided which also ensures a maximum of power transmission into the circuit. The transmitter coil has 5 turns, this results in an inductance of 1.58 μH at a frequency of 6.78 MHz with the chosen ferrite material. The necessary series resonant capacitance, shown in Figure 2, is in accordance to equation $X_L = X_C$, then the capacitive can be calculated at 349 pF.

To achieve a high efficiency a proper ferrite material^{9,10} for the inductors must be used and not an air coil, a prototype of a wireless power transfer system is built in Ref. [11]. The contribution of the energy in the transmission resonance system must be primarily magnetic which is achieved by a high inductance and a low capacitance. The ferrite characteristics give the advantage of reducing the circuit in size and increasing the efficiency because of a field concentration and a proper adaption to the field impedance. The ferrite material has its resistive part of the complex permeability above 8 MHz and thus keeps the losses low. The chart of the permeability is shown in Figure 3. The material is selected in such a manner that at the operating frequency the imaginary contribution (u''_s) of the complex permeability is almost zero what keeps the losses inside the ferrite to a minimum.¹²

The complex permeability represents the “magnetic behavior” of the ferrite material and composes of the reactive portion (u'_s), which represents the inductance shown in Eq. (1), and the resistive portion (u''_s), which represents the losses shown in Eq. (2). The initial permeability of the ferrite material is 125 as shown in the diagram in Figure 3. With implementation of a ferrite core the losses in terms of a resistive component add and the simplified diagram, not considered parasitic effects, is:

$$L_s = L_o \cdot u'_s \tag{1}$$

$$R_s = (\omega L) \cdot u''_s \tag{2}$$

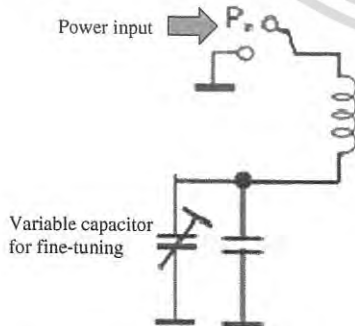


Fig. 2. Transmitter resonance circuit.

Then, the total impedance is

$$Z = (j\omega L) \cdot (u'_s - u''_s) \tag{3}$$

The absorption factor can be defined as

$$\tan \delta = R_s / \omega L_s = (u''_s) / (u'_s) \tag{4}$$

In case of an alternating magnetization of the ferrite the flux density B is not in phase with the magnetic field produced. In case of “small” magnetization, the angle δ between the resulting magnetization and the flux density represents the loss angle shown in Eq. (4) and Figure 4.

The smaller the angle the higher the performance of the material.^{9,10} The total loss angle of the inductance is a combination of the ferrite and the coil contributions. In case of larger magnetization the primary losses of the ferrite are the hysteresis, eddy current and magnetic creep losses. The high specific resistance of material, which is NiZn-ferrite shown in Table I, is required to reduce the eddy currents losses.

At high frequencies, current does not flow homogeneous in the entire cross-section of the conductor. The higher the frequency, the more the current is concentrated in direction to the surface. This results in higher $I^2 \cdot R$ losses and thus energy loss at higher frequencies. The current density varies exponentially as a function of depth from the surface of the wire. The effect is called skin effect; skin depth is defined as the distance below the surface where the current density has fallen to 1/e or 37% of its value at the surface.¹² The skin depth at 6.78 MHz is for a copper wire expressed in Eq. (5) and calculated to 24.7 μm.

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_o \delta_{cn} \delta_o}} \tag{5}$$

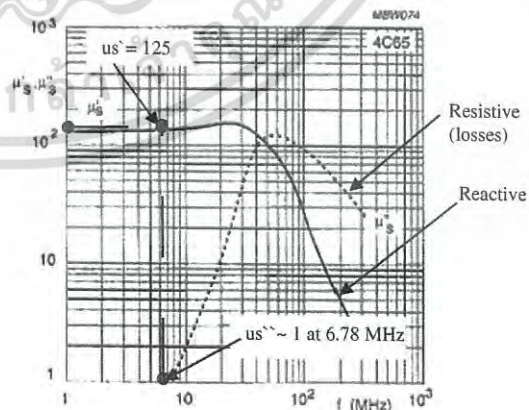


Fig. 3. Ferrite characteristic: Complex permeability as a function of frequency.

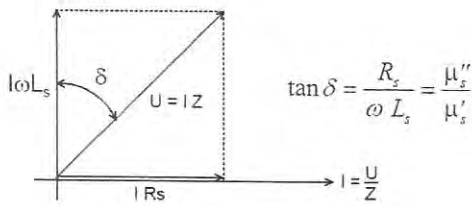


Fig. 4. Ferrite core parameters.

$$\delta_0 = 1.05 \text{ } \Omega/\text{m}$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$$

$$\delta_{cu} = 5.82 \cdot 10^7 \text{ } \Omega/\text{m}$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{2\pi \cdot 6.78 \cdot 10^6 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 5.82 \cdot 10^7 \cdot 1.05}} = 24.7 \text{ } \mu\text{m}$$

The parameter above show possible high losses due to the skin effect. A similar effect, the eddy current losses in the windings cause a main contribution of the losses. They are depending on following parameters of Eq. (6), whereas the material and the field must be uniform and the skin effect may here not be considered:¹⁴

$$P = \frac{\pi^2 B_p^2 d^2 f^2}{6k\rho D} \quad (6)$$

P is the power lost per unit mass (W/kg), B_p is the peak magnetic field (T), d is the diameter of the wire (m), f is the frequency (Hz), k is a constant equal to 1 for a thin sheet and 2 for a thin wire, ρ is the resistivity of the material (Ωm), and D is the density of the material (kg/m^3).

The equation is only valid under the so-called quasi-static conditions, where the frequency of magnetization does not result in the skin effect what means the electromagnetic wave fully penetrates the material. But it shows clearly the dependency of the wire parameters like thickness (d) and material constants (ρ and D) whereas the other parameters are system depending and cannot be varied.

Another important parameter for the resonance system is the self-resonant frequency of the coil which is a parallel resonance consisting of the inductance and the parasitic capacitances between the windings of the coil. As the series capacitance of the resonance circuit is quite small, the impact of the parallel capacitance must be considered and kept small as well. It is necessary to use a suitable copper wire size and a proper layout.¹⁴ The variation of the coil construction may change with the number of turns, twisting factor, amount of litz wires, density of turn layout, the impedance matching to power amplifier and to the system receiver and the magnetic field contribution of the efficiency.

2.2.2. Set Up of the Receiver Circuit

The receiver resonance circuit must be able to supply a nonlinear load like the rectifier bridge, bulk capacitors and the DC/DC

Table 1. Specific resistance of selected materials.

Composition	Specific resistance at $T = 25 \text{ } ^\circ\text{C}$ (Ωm)
MnZn-Ferrite	0.1–10
NiZn-Ferrite	10^5 – 10^6

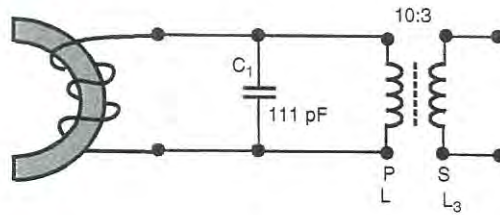


Fig. 5. Receiver resonance circuit.

converter and has to match on the primary side to the near field wave impedance conditions towards the transmitter. Therefore, a parallel resonance circuit has been chosen. For optimizing the decoupling between the resonance circuit and rectifier bridge a decoupling transformer is implemented (Fig. 5).

The parameter of the inductance and the capacitance can be calculated based on the resonance frequency of 6.78 MHz. With the implementation of the decoupling, matching transformer any nonlinear load can be supplied. A set up of the wireless power transmission is shown in Figure 6. The transmitter- and the receiver coils use the selected ferrite material and are operated in the resonance coupling effect.

2.3. The Wireless Power Transmission and the Water-on-Air Plane Wave Model

The plane wave model of wireless power transmission water-to-air mode is proposed. For the set up please refer to Figure 7.

The wireless power transmitting of the incident power in the water P_i can be expressed as shown in Eq. (7).

$$P_i = Re \left\{ \frac{|E_i|^2}{2Z_{\text{water}}} \right\} \quad (7)$$

where E_i is incident electric field, Z_{water} is the impedance of any kind of water.

The transmitting mode from water to air, the transmitted power at receiver at the air P_t can be expressed as shown in Eq. (8).

$$P_t = Re \left\{ \frac{|E_t|^2}{2Z_0} \right\} \quad (8)$$

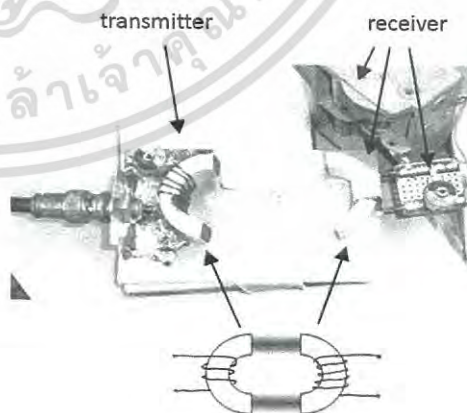


Fig. 6. Transmitter and receiver resonance circuit of wireless power transmission.

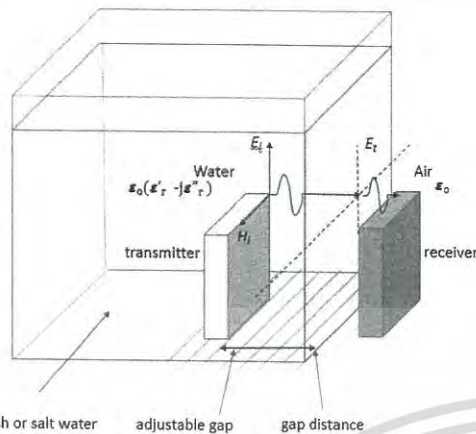


Fig. 7. Set up of the wireless power transmission under the water-to-air plane wave model.

where E_t is electric field in the air, Z_o is the intrinsic impedance of air, equals to $\sqrt{\mu_o/\epsilon_o}$.

It is observed that the two media of power transmission are composed of any kind of water and air. Essential parameters are frequency, temperature, distance and salinity which influence the permittivity of the seawater or media. In this preliminary study, the frequency and temperature are controlled at 6.78 MHz and 25 °C respectively. The variable parameters: the distance and salinity of the water compared to RO water are studied.

2.4. WPT Under Water Mode Experimental Set Up

See Figure 8.

3. EXPERIMENTAL SYSTEM SET UP

The experimental setup shown in Figures 8(a) and (b) composes of three main parts. The first part is the RF power generator, the second part is the transmitter circuit both placed inside of the water container, and the third part is the receiver which is located outside the water container. The RF power generator, the transmitter and the receiver operate at 6.75 MHz. The receiver supplies to an electronic load which can be varied the energy consumption using fixed impedance. The medium of the water in the container is reversed osmosis water (RO water) and salted water. The effect of the wireless power loss is studied based on the gap variation from 1 cm to 6 cm as shown in Figure 8. Figure 9 shows the transmitted power at 6.75 MHz picked up by a sensor and displayed by a spectrum analyzer to watch the transmission. Figure 10 shows the detail set up for picking up the data by variation of the gap distance between the transmitter and the receiver.

3.1. The Experimental Procedure and Results

The effect of power transmission under water is demonstrated by observing the transmitted power via air, RO water and salted water with three different concentrations as follows:

- (1) Measure the output power of the receiver with 50 Ohm load at the air condition with the gap variation from 10 mm to 60 mm comparing with reversed osmosis water condition.
- (2) Measure the output power of the receiver with 50 Ohm load under reversed osmosis water condition with the gap variation from 10 mm to 60 mm compared with 3 various salted water conditions.

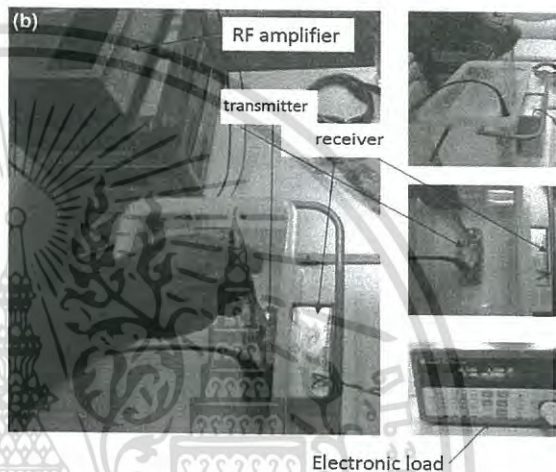
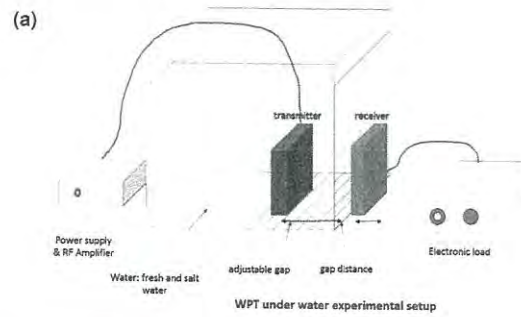


Fig. 8. Experimental set up of the under water transmission, principle and photos.

3.1.1. RO Water Case

The output power of the receiver with 50 Ohm load is measured at the air condition with the gap variation from 10 mm to 60 mm comparing with reversed osmosis water condition. The power at electronic load results the transmitted power via air media and RO water.

The transmitted power via the air is declined by the increasing the gap. For example, the power at 1 cm gap reaches 6.46 W,

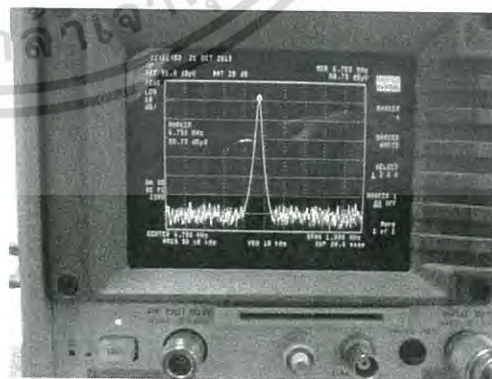


Fig. 9. Transmitted power at 6.75 MHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Fig. 10. Transmitter and receiver gap variation.

while the power is dropped to 0.87 W at a gap of 6 cm as shown by the solid blue line in Figure 11. The effect of the RO water to the wireless power transmission is similar in trend and slightly less than that of that air, shown by the dashed red line. Effect of power reduction by the RO water is less than 0.14 W of 6.46 W power at a gap of 1 cm which is 2.17%. In case at a gap of 6 cm, the power drops from 0.87 W to 0.8 W or by 8.05%.

The experiment shows that at the short radio wave 3 MHz to 30 MHz band, the propagation loss or transmission loss depends on the water conductivity. In case of the RO water, the typical conductivity is 0.01 S/m. Therefore, the power transmission loss caused by RO water is smaller than 8%.

3.1.2. Salted Water Case

The wireless power of the receiver with 50 ohm load under reversed osmosis water condition with the gap variation from 10 mm to 60 mm compared with 3 various salted water conditions is shown in Figure 12.

The output power of the receiver loaded with 50 Ohm under 3 various salted water conditions with a gap variation from 10 mm to 60 mm is measured. Three different concentrations of salted water are prepared, with 10%, 20% and 30% concentration. The output power transmission is shown in the graph of Figure 12. The solid black line shows the transmitted power with the reversed osmosis water. The different salt concentrations are 10% (red dashed line), 20% (blue dotted line) and 30% (violet dashed/dotted line). As shown in the chart the transmitted power reduce significantly when the distance between the transmitter

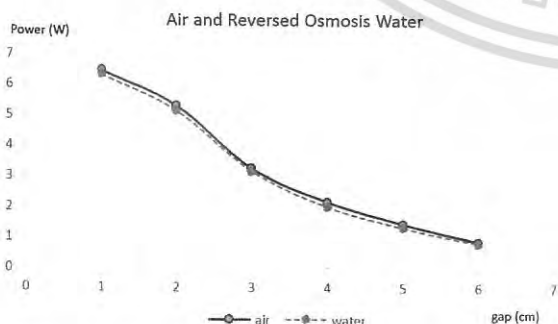


Fig. 11. Air and RO wireless power transmission at gap variation.

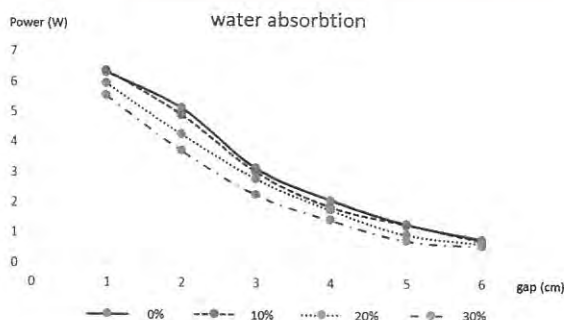


Fig. 12. Comparison of RO water and 3 various salted water conditions.

and the receiver is increased from 1 cm to 6 cm. For example at a gap of 1 cm, the power drops by increasing of the salt concentration from 6.37 W at 10% concentration to 5.94 W at 20% concentration. Which means the power reduction by increasing of 10% salt concentration is 6.75%.

At a concentration of 30%, the power drops at the receiver down to 5.53 W or by 13.19% compared to a concentration of 10%. The effect of power loss is even large at a gap of 2 cm based on the same water concentrations like shown before which means the wireless power transmission in salted water is significantly depending on the salt concentration which results in higher conductivity of the water like clearly seen in Figure 12. The comparison between transmitted wireless power attenuation in case of RO water and 30% concentration is 5.14 W to 3.72 W respectively which is 27.63% attenuation caused by the high conduction in S/m of salted water. Typical conductivity of seawater is at 4 S/m which is 400 times higher than that of reversed osmosis water, which results in wireless power attenuation as well.

4. CONCLUSION

The wireless power transmission under water condition is studied. Two types of water such as reversed osmosis water and various concentration of salted water are used at a near field distance condition, since the distance between transmitter and receiver is shorter than 707 cm with an operating frequency of 6.75 MHz. The wireless power transmission is tested at a power lower than 10 W at an ambient temperature 25 °C of sea level. It is clearly confirmed that the effect of reversed osmosis water has a slightly wireless power attenuation lower than 8% compared to through air transmission over the short range between 1 cm and 6 cm distance. At the salted water, three water concentrations 10%, 20% and 30% of salt weight per RO water volume are prepared to study the effect of wireless power transmission resp. attenuation. Higher salted water concentration results in higher wireless power attenuation due to the increasing water conduction. This test primarily shows the effect of water resp. salty water on wireless power transmission in one direction: From air to water. The other direction from water to air should be investigated next to confirm the reversibility.

References and Notes

1. S. Jiang and S. Georgakopoulos, *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications* 3, 261 (2011).
2. R. Somaraju and J. Trumpf, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 54, 3441 (2006).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. S. Bogie, *Radio Electronic Engineering* 42, 447 (1972).
4. A. I. Al-Shamma'a, A. Shaw, and S. Saman, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 52, 2843 (2004).
5. W. Khan-ngern and H. Zenkner, *Wireless Power Charging on Electric Vehicles*, IECON 2014, March (2014).
6. W. Khan-ngern and H. Zenkner, *Short Range Wireless Power Charging on Small Electric Vehicles*, EMC'14/Tokyo, May (2014), pp. 410–413.
7. A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, *Science* 317, 83 (2007).
8. A. Karalis, J. D. Joannopoulos, and M. Sol-Jacic, *Elsevier Annals of Physics* 323, 34 (2008).
9. H. Zenkner, A. Gerfer, and B. Rall, *Trilogy on Inductors*, 3rd edn., Swiridoff-Verlag, ISBN: 3-934350-73-9 (2009), pp. 140–143.
10. Ferroxcube: *Soft Ferrites and Accessories, Data Handbook* (2008), pp. 7–13, 29, 42, 1000–1088, <http://www.ferroxcube.com>.
11. L. B. Cannon, F. J. Hoburg, D. D. Stancil, and S. C. Goldstein, *IEEE Transactions on Power Electronics* 24, 1819 (2009).
12. G. Meinke, *Taschenbuch der HF-Technik Bände I–III*, Hrsg. Von K. Lange, and K.-H. Löcherer, Springer-Verlag (1992), ISBN: 3-540-54714-2 pp. B3–B4, E13–E14, H1–H4, 17–19.
13. Kaschke KG GmbH and Co. Rudolf-Winkel-Str. 6, 37079 Göttingen, Nickel-Zink-Kobalt-Ferrite, http://www.kaschke.de/fileadmin/user_upload/documents/datenblaetter/Materialien/NiZn-Ferrit/K251.pdf, datasheet.
14. H. Kaden, *Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik*, Herausgeber W. Meissner, Springer-Verlag (1959), pp. 59–88, pp. 111–157.

Received: 19 October 2014. Accepted: 30 November 2014.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้